

А.О.КАСАТКИН

---

# ЭЛЕКТРО- ТЕХНИКА







А. С. КАСАТКИН

---

# ЭЛЕКТРО- ТЕХНИКА

ИЗДАНИЕ ТРЕТЬЕ, ПЕРЕРАБОТАННОЕ

*Допущено Министерством высшего и среднего специального образования СССР в качестве учебного пособия для студентов неэлектротехнических специальностей высших технических учебных заведений*



«ЭНЕРГИЯ» • МОСКВА • 1974

6П2.1  
К 28  
УДК 621.3.01 (075.8)

**Касаткин А. С.**

К 28    **Электротехника. Учебник для вузов. Изд. 3-е, перераб., М., «Энергия», 1974.**  
560 с. с ил.

Книга написана применительно к программам по курсу общей электротехники для студентов неэлектротехнических специальностей высших технических учебных заведений и включает все основные вопросы этих программ. Она может быть использована также для самообразования и для повышения квалификации инженерно-технического персонала. В ней содержатся: введение, посвященное электрификации СССР; основные положения теории электрических цепей; начала промышленной электроники (включая вопросы силовой полупроводниковой техники); электрические измерения; описания устройств и рабочих свойств электрических машин; элементы учения об электроприводе и электрической аппаратуре.

К  $\frac{0338-008}{051(01)-74}$  99-73

6П2.1

© Издательство «Энергия», 1974 г.

*АЛЕКСАНДР СЕРГЕЕВИЧ КАСАТКИН*

---

## **ЭЛЕКТРОТЕХНИКА**

Редактор издательства *М. И. Николаева*  
Переплет художника *А. А. Иванова*  
Технический редактор *Л. В. Иванова*  
Корректор *В. С. Антипова*

---

Сдано в набор 5/IX 1972 г. Подписано к печати 4/X 1973 г. Т-02917. Формат 60×90<sup>1</sup>/<sub>16</sub>. Бумага типографская № 1. Печ. л. 35. Уч.-изд. л. 42,93. Тираж 80 000 экз. доп. Зак. 1065. Цена 1 р. 73 к.

---

Издательство «Энергия». Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

---

Ордена Трудового Красного Знамени Ленинградская типография № 1 «Печатный Двор» имени А. М. Горького Союзполиграфпрома при Государственном комитете Совета Министров СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли, Ленинград, Гатчинская ул., 28.



## **ВВЕДЕНИЕ**

### **В-1. ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКА СССР И ЕЕ РАЗВИТИЕ В ДЕВЯТОЙ ПЯТИЛЕТКЕ**

Электротехника есть наука о техническом (т. е. практическом, прикладном) использовании электромагнитных явлений, часто это же наименование дают всей соответствующей отрасли техники. Большое значение электротехники для современной промышленности и быта объясняется тем, что средствами электротехники целесообразно и относительно просто осуществляются преобразования и передача энергии (задачи электроэнергетики), а также решаются вопросы передачи и преобразования сигналов и информации (электротехника связи).

Исключительные перспективы развития электротехники были оценены основоположниками марксизма у колыбели этой новой тогда отрасли техники. В 1850 г. К. Маркс, обращаясь к В. Либкнехту, отмечал: «... царствование его величества пара, перевернувшего мир в прошлом столетии, кончилось; на его место станет неизмеримо более революционная сила — электрическая искра. . . . Необходимым следствием экономической революции будет революция политическая, так как вторая является лишь выражением первой». В. И. Ленин задолго до Великой Октябрьской социалистической революции в своих работах многократно возвращается к перспективам электрификации при социализме.

Электрификацией принято называть широкое использование электрической энергии в промышленности и в быту. В программе КПСС сказано: «Электрификация, являющаяся стержнем строительства экономики коммунистического общества, играет ведущую роль в развитии всех отраслей народного хозяйства, в осуществлении всего современного технического прогресса». Основой электрификации является развитие электроэнергетики страны — это вопросы централизованной экономичной выработки электроэнергии в больших количествах на электрических станциях, ее передачи и распределения между потребителями, причем весьма экономичны централизованная выработка электроэнергии и ее передача даже на дальние (порядка сотен километров) и весьма дальние расстояния (порядка 1000 км и более). Кроме того, электроэнергия очень просто распределяется между потребителями и относительно легко пре-

образуется в другие формы энергии — тепловую, механическую, световую, химическую и т. д.

Электроэнергетика Советского Союза в результате выполнения 8-го пятилетнего плана (1966—1970 гг.) стала могущественным техническим основанием построения материальной базы коммунистического общества. Приведем важнейшие цифры, характеризующие состояние электроэнергетики СССР перед XXIV съездом КПСС.

Мощность электростанций СССР к концу 1970 г. достигла 166 млн. киловатт (кВт). Выработка электроэнергии ими за этот год составила 740 млрд. киловатт-часов (740 ГВт·ч). Эта выработка электроэнергии больше выработки Англии, ФРГ, Франции и Норвегии (230, 227, 137 и 57), вместе взятых. Разделив выработку электроэнергии на установленную мощность, найдем, что в среднем киловатт установленной мощности работал в течение года около 4500 ч, т. е. более 12 ч в сутки.

Чтобы показать нагляднее, как велика мощность наших электростанций, выразим ее в лошадиных силах (0,736 кВт) и увидим, что на каждого жителя СССР на электростанциях работает 12 ч в сутки одна лошадиная сила.

Прибегнем к еще одному наглядному сопоставлению. В 1970 г. э л е к т р о в о о р у ж е н н о с т ь <sup>1</sup> советского промышленного рабочего была 10 000 кВт·ч. По этому показателю Советский Союз давно занимает в мире первое место. За счет своей мускульной энергии при напряженном восьмичасовом рабочем дне человек способен выполнить механическую работу около 200 кВт·ч. Следовательно, в 1970 г. применение электроэнергии увеличило трудовые возможности советского рабочего в 50 раз.

Наконец, обратим внимание на то, что для выработки электроэнергии необходимы не только электростанции, но и соответствующие потребители электроэнергии — главным образом промышленная нагрузка. По этим причинам одновременно со строительством электростанций ведется соответствующее промышленное строительство. Электродвигатели на фабриках и заводах не все время полностью загружены, и сами приемники электроэнергии включаются не одновременно. Благодаря этому электростанция может обеспечивать электроэнергией потребителей, установленная мощность которых существенно больше установленной мощности генераторов электростанции; приближенно можно считать, что она может быть больше в 3—4 раза. Следовательно, в Советском Союзе одновременно со строительством электростанций создана промышленность, мощность электротехнических установок которой близка к 1 млрд. кВт. Можно считать, что на каждого гражданина СССР в промышленности уже работает 3 кВт мощности электроустановок.

М о щ н о с т ь э л е к т р о с т а н ц и й С С С Р (на 1.1.1971 г.) в основном (90 млн. кВт) состоит из мощности, установленной на тепловых конденсационных электростанциях (ГРЭС).

---

<sup>1</sup> Расход электроэнергии за год на одного рабочего.



Эти станции построены вблизи природных запасов топлива. Из них 30 станций имеют мощность от 1 до 2,4 млн. кВт.

Весьма значительную роль в энергетическом балансе СССР (14 млн. кВт) играют теплофикационные электростанции (ТЭЦ). Они строятся обычно вблизи или на окраинах больших городов или же у больших заводов и снабжают население и промышленность одновременно электроэнергией и теплом. По развитию системы ТЭЦ СССР занимает в мире первое место.

Роль гидроэлектрических станций (ГЭС), строящихся на больших реках, в общем балансе установленной мощности относительно мала — 31 млн. кВт, т. е. менее 0,2 всей мощности (хотя шесть из них обладают мощностью от 1 до 5 млн. кВт).

Мощность атомных электростанций (АЭС) составляет более 1 млн. кВт, т. е. 2,3%.

Роль остальных электростанций (приливные, ветроэлектрические и т. п.) в энергетическом балансе СССР незначительна.

Электростанции снабжают энергией города, промышленные предприятия и сельское хозяйство при посредстве линий передачи. По общей длине таких линий напряжением от 35 до 750 кВ СССР стоит на первом месте в мире (свыше 450 тыс. км).

В пределах европейской части СССР линии высокого напряжения объединяют 550 электростанций в Единую энергетическую систему, мощность которой на 1/1 1971 г. достигла 150 млн. кВт. Такое объединение дает возможность распределять нагрузку между станциями наиболее целесообразным образом, широко маневрировать электроэнергией в пределах всей страны и даже передавать энергию в соседние дружественные страны.

С 1962 по 1970 г. Советский Союз поставил 12,9 млрд. кВт·ч в энергетическое объединение «Мир», в которое входят электростанции Польши, Чехословакии, ГДР, Венгрии, Румынии, Болгарии и Львовэнерго Украинской ССР.

Для того чтобы лучше оценить труд, выполненный советскими людьми, создателями нашей электроэнергетики, необходимо кратко изложить элементы истории ее развития.

В дореволюционной России (1913 г.) общая установленная мощность была 1,1 млн. кВт, а годовая выработка электроэнергии составила 2,1 млрд. кВт·ч. В большинстве своем это были мелкие, плохо используемые<sup>1</sup> фабрично-заводские установки.

В результате войны и разрухи в 1920 г. выработка электроэнергии снизилась до 0,5 млрд. кВт·ч.

Великая Октябрьская социалистическая революция создает условия для коренного перелома в развитии электроэнергии нашей родины. Гениальный организатор и вождь Коммунистической партии В. И. Ленин считал электрификацию одной из важнейших народнохозяйственных задач. Едва лишь закончилась гражданская война, в декабре 1920 г. на VIII Всероссийском съезде Советов он,

---

<sup>1</sup> В среднем они работали 1 700 ч в год.

докладывая план ГОЭЛРО, говорит: «Коммунизм — это есть Советская власть плюс электрификация всей страны».

По мысли Ленина передовой общественный строй должен быть связан с самой прогрессивной техникой. План ГОЭЛРО был составлен комиссией передовых специалистов, руководствовавшихся указаниями В. И. Ленина. Согласно этому плану предусматривалась постройка 30 районных электрических станций (20 тепловых и 10 гидроэлектрических) и увеличение установленной мощности ряда действовавших электростанций; в общем предполагалось за 10—15 лет увеличить установленную мощность на 1 750 тыс. кВт и довести годовую выработку электроэнергии до 8,8 млрд. кВт·ч.

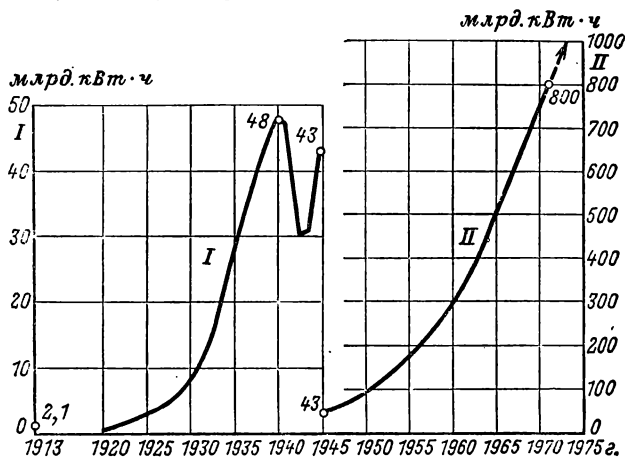


Рис. В-1. Производство электроэнергии в СССР.

По современным масштабам советской электрификации план ГОЭЛРО был весьма скромным. Тем не менее он был мировой сенсацией, так как это был первый в мире план хозяйственного развития всего государства в целом.

Советские люди, вдохновляемые указаниями В. И. Ленина, под руководством Коммунистической партии приступили к выполнению плана. Уже в 1922 г. была пущена первая очередь Каширской ГРЭС мощностью 12 тыс. кВт. В. И. Ленин по этому поводу писал: «12 тысяч киловатт — очень скромное начало. Быть может иностранец, знакомый с американской, германской или шведской электрификацией, над этим посмеется. Но хорошо смеется тот, кто смеется последним». В 1926 г. была пущена первая советская ГЭС — Волховская мощностью 58 тыс. кВт. План ГОЭЛРО был выполнен досрочно (в 1931 г.) в ходе осуществления первого плана индустриализации (1928—1932 гг.). За время этой пятилетки в 1932 г. была пущена Днепровская ГЭС мощностью 558 тыс. кВт, являвшаяся самой большой гидроэлектростанцией в Европе (до пуска Волжской ГЭС им. В. И. Ленина). В результате выполнения первой пятилетки мощность электростанций возросла до 4,7 млн. кВт, а годовая выработка электростанций — до 13,5 млрд. кВт·ч (рис. В-1, кривая I).



Благодаря выполнению плана второй пятилетки выработка электроэнергии достигла 36,1 млрд. кВт·ч в год.

Выполнение третьего пятилетнего плана (1938—1942 гг.) было успешно начато, и в 1940 г. мощность электростанций достигла 10,7 млн. кВт, а годовая выработка электроэнергии составила 48 млрд. кВт·ч. Нападение фашистской Германии прервало работы и причинило большой вред нашей электроэнергетике. В районах военных действий было разрушено 60 крупных электростанций. Однако в то же время на востоке страны советские люди развернули гигантское энергетическое строительство, что обеспечило нашу армию вооружением и создало условия для полного разгрома фашистов.

Четвертый пятилетний план (1946—1950 гг.) имел своей задачей значительно превзойти довоенный уровень промышленности. С 1947 г. Советский Союз по производству электроэнергии занимает первое место в Европе и второе в мире. В результате выполнения плана пятой пятилетки установленная мощность достигла 19,6 млн. кВт, а годовая выработка электроэнергии — 91,2 млрд. кВт·ч.

Возросшая экономическая мощь советского государства дала возможность вести послевоенное энергетическое строительство весьма высокими темпами. Кривая выработка электроэнергии с годами поднимается все круче (рис. В-1, кривая II).

В результате выполнения плана пятой пятилетки (1951—1955 гг.) годовая выработка электроэнергии достигла 170,2 млрд. кВт·ч при установленной мощности 37 млн. кВт.

Выполнение седьмой пятилетки (1961—1965 гг.) доводит мощность электростанций до 115 млн. кВт и годовую выработку электроэнергии до 507 млрд. кВт·ч.

За время шестой и седьмой пятилеток построено 115 новых крупных электростанций, в том числе такие гидроэлектрические гиганты, как Волжская ГЭС им. XXII съезда КПСС (2,5 млн. кВт) и Братская (4,1 млн. кВт). Наконец, восьмая пятилетка повысила установленную мощность до 166 млн. кВт и выработку энергии до 740 млрд. кВт·ч.

Дальнейшее развитие электроэнергетики СССР определяют Директивы XXIV съезда КПСС. В них сказано: «В электроэнергетике довести производство электроэнергии до 1030—1070 млрд. киловатт-часов. Ввести в действие на электростанциях мощность в размере 65—67 млн. киловатт, главным образом за счет строительства тепловых электростанций с установкой на них крупных электрических блоков».

Полезно пояснить, почему отдается предпочтение тепловым станциям. Мы много слышали о наших гидростанциях-гигантах. Недавно пущена крупнейшая в мире Красноярская ГЭС мощностью 6 млн. кВт и строится еще большая Саянская ГЭС (6,2 млн. кВт). Однако на европейской территории Союза большая часть легко осваиваемых гидроресурсов уже использована, например, почти полностью осуществлены каскады Волжско-Камский (12 ГЭС) и Днепровский (7 ГЭС). Затем при строительстве каждый киловатт мощности на ГЭС обходится примерно в 4 раза дороже, чем на рав-

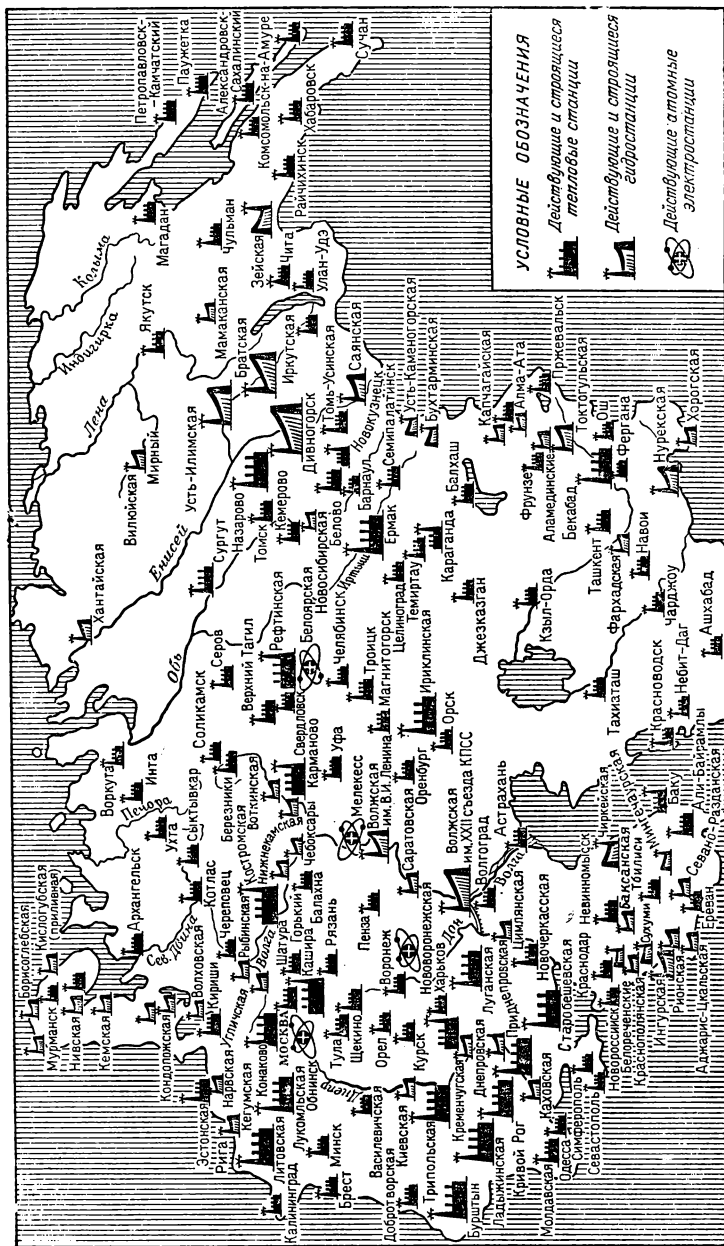


Рис. В-2. Важнейшие электрические станции, в том числе стройки 9-го пятилетнего плана. (Мелекес ныне называется Дмитровград.)



ной по мощности тепловой станции, причем строительство ГЭС требует существенно большей (примерно на 35%) затраты времени. Наконец, во многих случаях строительство плотины ГЭС связано с затоплением и подтоплением значительной весьма ценной площади пашен, лугов и лесов. По всем этим причинам строительство крупных ГЭС будет осуществляться преимущественно в Сибири и Средней Азии, где еще много неиспользованных гидроэнергетических ресурсов и не так болезненны вопросы затопления территории; кроме того, в Директивах XXIV съезда КПСС указано, что следует «... осуществлять преимущественно сооружения гидроузлов, позволяющих комплексно решать задачи производства электроэнергии, орошения земель, обеспечения народного хозяйства водой, развития судоходства и рыбоводства».

Благодаря выявленным советскими геологами грандиозным природным запасам горючих ископаемых явилась возможность широко развернуть строительство крупнейших в мире тепловых станций с установкой на них турбогенераторов мощностью до 1 200 000 кВт \*. Обратим внимание, что мощность такого одновального турбогенератора (1 200 000 кВт) примерно вдвое превосходит мощность Днепрогэса. Последний по отношению к новым гигантским (2,4 млн. кВт) тепловым ГРЭС Украины частично перешел на роль гидроаккумулятора, т. е. часть гидротурбин пускается в ход только на время пиков нагрузки <sup>1</sup> энергосистемы; в остальное же время в водохранилище гидростанции накапливается запас воды, достаточный для относительно кратковременной работы всех агрегатов гидростанций.

Запасы горючих ископаемых в СССР велики, но ограничены. Вероятно, в будущем на электростанциях их заменит «атомное горючее». В СССР в 1954 г. начала работать первая в мире промышленная электростанция на атомной энергии. Атомная электростанция по существу является тепловой электростанцией, на которой атомный реактор (часто называемый «котлом») заменяет паровой котел. По мере совершенствования оборудования и рабочего процесса стоимость энергии АЭС приближается к стоимости энергии ГРЭС. Особенно АЭС выгодны там, куда горючее нужно завозить издалека <sup>2</sup>. Все это учитывается планом девятой пятилетки, согласно которому за пятилетие должны быть построены АЭС общей мощностью 6—8 млн. кВт, размещенные по Союзу наиболее целесообразным образом.

Природа обидела европейскую часть Союза энергетическими ресурсами; 9/10 их находятся на востоке за Уральским хребтом (горючие ископаемые и мощные многоводные реки). Для исправления этого уже построены тысячи километров газопроводов — самого экономичного способа передачи энергии. Поэтому в Директивах

---

\* Расход металла на 1 кВт мощности такого гигантского турбогенератора примерно в 3 раза меньше, чем для турбогенератора мощностью 100 000 кВт.

<sup>1</sup> Для пуска гидрогенератора достаточно нескольких минут, а агрегат турбогенератора до пуска нужно прогревать более 1 ч.

<sup>2</sup> 1 кг атомного горючего, урана или тория, по теплотворной способности эквивалентен примерно 2 700 т каменного угля.

XXIV съезда КПСС сказано: «Построить не менее 30 тыс. километров магистральных газопроводов». Но во многих случаях для передачи энергии необходимо обратиться к электротехнике, а это связано с проблемой построения сверхдальних линий передачи, длиной 2000 км и более. Для экономичной передачи на такие расстояния необходимы очень высокие напряжения, на этом основании в Директивах XXIV съезда КПСС предусмотрено построение линий переменного тока напряжением 750 и 1150 тыс. В и линий постоянного тока (более экономичных для передачи электроэнергии на сверхдальние расстояния) напряжением 1500 тыс. В. Применение таких напряжений даст возможность передавать электроэнергию из-за Урала в европейскую часть страны и позволит объединить все крупные электростанции Союза в Единую энергетическую систему, управляемую из одного центрального пункта.

Даже из приведенного краткого обзора видно, какой большой шаг на пути осуществления ленинских идей электрификации всей страны представляет собой новый пятилетний план, утвержденный XXIV съездом КПСС.

## В-2. ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ ЦЕПЬ

Электротехника занимается использованием электрических явлений для нужд промышленного производства и в быту, иными словами, ее область — применение электрической энергии, в соответствии с чем технические расчеты составляют основное содержание всех разделов электротехники. По этой причине электрические явления в курсе электротехники рассматриваются под несколько иным углом зрения, чем это делается в курсе физики.

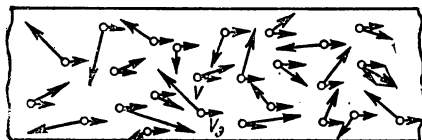


Рис. В-3. Схема возникновения дрейфа электронов под действием электрического поля.

Важнейшее электрическое явление — электрический ток.

Напомним, что согласно электронной теории электропроводности в металлах валентные электроны легко отделяются от атомов, превращая оставшиеся на месте атомы в неподвижные положительные ионы. Атомы же образуют в твердом теле кристаллическую решетку, обладающую пространственной периодичностью. Освободившиеся электроны

хаотически движутся в свободном пространстве решетке между атомами (тепловое движение) и часто сталкиваются с атомами и дефектами кристаллической решетки. Это изменяет направление их движения. Но в промежутках между столкновениями они движутся прямолинейно и равномерно.

Под действием внешнего электрического поля свободные электроны приобретают добавочную скорость  $v_d$  (дрейфовую скорость). Она вынуждает все электроны перемещаться в одном направлении поля. Таким образом, электрический ток в металлах создается дрейфом электронов, накладываются на их беспорядочное тепловое движение, имеющее относительно большую скорость (рис. В-3).

Для возникновения тока необходимо наличие электрической цепи. Это — состоящий из проводников замкнутый путь для тока, т. е. для направленного движения электрических зарядов. Для поддержания тока в цепи нужен источник электрической энергии. Он должен преобразовывать в электрическую энергию какую-либо другую форму энергии. Механическую энергию первичных двигателей (паровых или гидравлических турбин и т. п.) в электрическую энергию на электростанциях преобразуют мощные электромашинные

генераторы. Энергия химических процессов преобразуется в электрическую в менее мощных источниках электроэнергии — гальванических элементах и аккумуляторах. Тепло преобразуют непосредственно в электрическую энергию термоэлементы и разрабатываемые в настоящее время новые источники электроэнергии — магнитогидродинамические генераторы. Наконец, лучистую энергию преобразуют в электрическую фотоэлементы, широко используемые на искусственных спутниках Земли и космических межпланетных станциях.

Электрическая энергия, получаемая от источника, преобразуется в другие формы энергии в различных приемниках электроэнергии. Таким образом, основными частями простой электрической цепи служат источник электроэнергии  $E$  (рис. В-4), приемник электроэнергии  $r$  и соединительные провода; для замыкания и размыкания цепи тока нужен выключатель (рубильник)  $K$ .

Чтобы припомнить основные явления, сопровождающие электрический ток, составим цепь из различных простейших приемников электроэнергии (рис. В-5), соединенных между собой последовательно, т. е. так, чтобы через них проходил один и тот же ток, поддерживаемый источником электроэнергии  $E$ . Таким источником может служить батарея аккумуляторов или гальванических элементов. Рубильник  $1$  должен служить для замыкания и размыкания цепи, а для измерения силы тока в цепь последовательно со всеми приемниками энергии включен амперметр  $A$ . После замыкания цепи, спустя некоторый промежуток времени, тонкая металлическая нить  $2$ , нагревшись, удлинится, провиснет и может начать

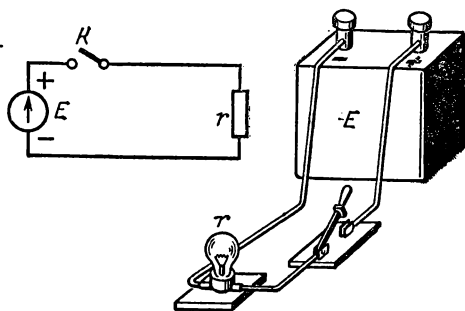


Рис. В-4. Простейшая электрическая цепь и ее условное графическое изображение.

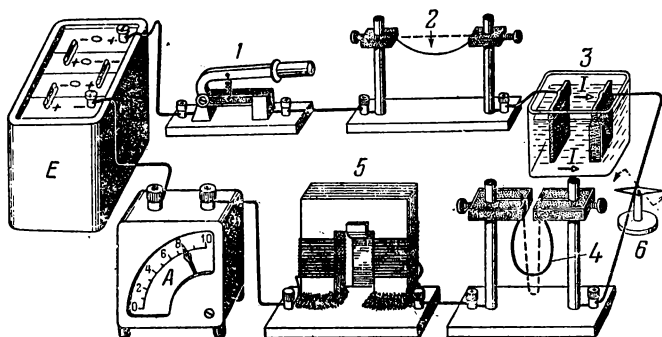


Рис. В-5. Основные явления, сопровождающие электрический ток.

светиться. Таким образом, в приемнике  $2$  происходит преобразование электрической энергии в теплоту и лучистую энергию. Приемник  $3$  служит для наблюдения химического действия тока. Это электролитическая ванна — стеклянный сосуд, в котором на некотором расстоянии друг от друга установлены две медные пластины и налит электролит — раствор медного купороса. Электрический ток вызывает постепенное уменьшение одной пластины и увеличение другой — происходит перенос меди током через электролит. Согласно закону Фарадея количество любого вещества, выделяющегося из раствора при прохождении

тока, пропорционально количеству электричества  $q$ , прошедшему через электролит:

$$m = k_3 q;$$

здесь  $k_3$  — электрохимический эквивалент выделяемого вещества.

На основании наблюдения направления переноса металла током через электролит в прошлом веке ученые решили считать, что в электрической цепи ток проходит в направлении этого переноса. Зажим источника электрической энергии, от которого ток направляется во внешнюю цепь, был назван положительным полюсом и обозначен (+), а второй зажим источника получил соответственно название отрицательного полюса и был обозначен (—). Когда же впоследствии было установлено, что в металле носители заряда электроны движутся в направлении, противоположном принятому направлению тока, то пришлось условиться считать заряд электронов отрицательным, т. е. принять, что электрический ток направлен в сторону, противоположную дрейфу электронов.

Приемник 4 служит для наблюдения электродинамического действия тока. С этой целью гибкий провод 4 закреплен в зажимах так, что образует узкую петлю. Когда цепь тока замкнута, то вследствие электродинамического отталкивания сторон петля существенно расширяется.

С помощью приемника 5 и магнитной стрелки 6 можно наблюдать электромагнитное действие тока. Когда ток проходит по обмотке электромагнита 5, его сердечник намагничивается и притягивает стальные опилки. Одновременно магнитная стрелка 6 ставится перпендикулярно направлению провода. Таковы качественные наблюдения ряда простейших явлений в приемниках электрического тока.

Для количественной оценки тока служит понятие с и л а — количества электричества  $q$ , протекающего через поперечное сечение проводника в единицу времени. Таким образом, если движение зарядов равномерно и за время  $t$  через поперечное сечение проводника переместилось количество электричества  $q$ , то постоянная сила тока в проводнике будет  $I = q/t$ ; если же движение зарядов во времени неравномерно, то изменяющаяся сила тока будет:

$$I = dq/dt^*.$$

Хотя сила тока определяется через количество электричества и время, тем не менее основной электрической единицей является единица силы тока, а не количества электричества. Причиной такого выбора основной единицы послужило то обстоятельство, что в настоящее время силу тока измерять удобнее и само измерение выполняется с большей точностью, чем измерение количества электричества.

Единица силы тока — ампер определяется на основании электродинамического взаимодействия проводников, по которым проходит ток. А м п е р есть сила неизменяющегося тока, который, проходя по двум параллельным прямолинейным проводникам бесконечной длины и ничтожно малого кругового сечения, расположенным на расстоянии 1 м один от другого в вакууме, вызвал бы между этими проводниками силу, равную  $2 \cdot 10^{-7}$  Н/м. Фактически же ампер точно определяется при помощи а м п е р - в е с о в. Это прибор, в котором электродинамические силы взаимодействия между проводниками конечных размеров (катушками) могут быть точно рассчитаны.

В системе МКСА (метр, килограмм, секунда, ампер), являющейся частью международной системы единиц СИ \*\*, ампер является единственной основной электрической единицей. Все остальные единицы электрических величин являются производными, т. е. определяются через четыре основные единицы системы МКСА.

В частности, единица количества электричества к у л о н (Кул) определяется как количество электричества, протекающее через поперечное сечение провод-

---

\* Изменяющиеся электрические величины принято обозначать строчными буквами, а неизменяющиеся, относительно постоянные — прописными буквами.

\*\* Первые буквы (SI) французских слов Systeme International — международная система.

ника в одну секунду при неизменяющейся силе тока в один ампер. Следовательно,  $1 \text{ Кл} = 1 \text{ А} \cdot \text{с}$ .

Отрицательный заряд электрона  $e = 16 \cdot 10^{-20} \text{ Кл}$ . Это элементарная, т. е. наименьшая возможная неделимая частица электричества, как бы атом электричества.

Приведем теперь некоторые примеры значений силы тока. Человек начинает ощущать проходящий через его тело ток, когда сила тока достигает  $0,005 \text{ А}$ . Сила тока примерно  $0,05 \text{ А}$  опасна для жизни человека. Сила тока люминесцентной лампы  $0,15 \text{ А}$ , наиболее распространенных ламп накаливания — от  $0,2$  до  $1 \text{ А}$ , электрохолодильника  $0,5$ — $0,8 \text{ А}$ , нагревательных бытовых приборов  $2$ — $8 \text{ А}$ , электродвигателя трамвайного вагона — от  $100 \text{ А}$ .

Для измерения малой силы тока применяются в качестве единиц миллиампер (мА) — одна тысячная ампера, т. е.  $1 \cdot 10^{-3} \text{ А}$ , и микроампер (мкА) — одна миллионная ампера, т. е.  $1 \cdot 10^{-6} \text{ А}$ . Для измерения очень большой силы тока служит килоампер (кА), равный  $1\,000 \text{ А}$ .

Так как заряд электрона чрезвычайно мал, то даже при малой силе тока в проводнике перемещается очень большое число электронов. Так, при едва ощутимом человеком токе  $1 \text{ мА}$  через тело человека проходит  $6 \cdot 10^{15}$  электронов за  $1 \text{ с}$ . Если раздать эти электроны всему населению земного шара (около  $3 \cdot 10^9$ , чел.), то на долю каждого придется по  $2$  миллиона электронов.

Движение электричества в данной точке поверхности определяется плотностью тока  $\delta$ . В простейшем случае, когда поверхность перпендикулярна направлению тока, а ток  $I$  распределен по сечению  $S$  проводника равномерно, плотность тока

$$\delta = I/S. \quad (\text{В-1})$$

Но в общем случае плотность тока является вектором, направление которого совпадает с направлением движения положительного электрического заряда в данной точке.

Это одна из основных величин при расчете сечения проводов электрических линий, обмоток машин и аппаратов.

Скорость поступательного движения (дрейфа) свободных электронов в металлах обычно мала. Например, при плотности тока в проводе  $6 \text{ А/мм}^2$  она равна только  $0,3 \text{ мм/с}$ .

Однако скорость распространения электрической энергии весьма велика. В проводах воздушной линии она практически равна скорости света, т. е.  $300\,000 \text{ км/с}$ . В этом нет противоречия; при замыкании электрической цепи все содержащиеся в ней свободные электроны почти одновременно приходят в движение, если в цепи действует электродвижущая сила (э. д. с.); но сами электроны движутся медленно. Нечто подобное происходит при открывании водопроводного крана, когда из него сразу начинает течь вода, хотя частицы воды, посылаемые водонапорной станцией, движутся в трубах довольно медленно.

### В-3. НАПРЯЖЕНИЕ И ЭЛЕКТРОДВИЖУЩАЯ СИЛА

Движение зарядов в проводнике совершается под действием электрических сил. Если по проводнику проходит ток, то в проводнике существует электрическое поле. Основной количественной характеристикой этого поля является его напряженность  $E$ . Это сила, действующая на единицу положительного электричества в данной точке электрического поля. Следовательно, если на положительный заряд  $q$  действует сила  $F$ , то напряженность в данной точке поля будет:

$$E = F/q. \quad (\text{В-2})$$

Напряженность, как и сила, обозначается жирным шрифтом, так как эти величины являются физическими векторами. В тех случаях, когда будем рассматривать только значение напряженности, будем обозначать эту величину  $\mathcal{E}^*$ .

\* Чтобы отличать от э. д. с., обозначаемой  $E$  или  $e$ .



Электрическое поле равномерно, если напряженность во всех его точках одинакова. При движении заряда  $q$  в равномерном поле по направлению сил поля совершается работа  $A$ , равная произведению силы на путь:

$$A = Fl = q\mathcal{E}l, \quad (\text{В-3})$$

которая затрачивается на преодоление сопротивления проводника.

В неравномерном поле эта работа будет:

$$A = q \int E dl. \quad (\text{В-4})$$

Для характеристики условий в электрической цепи одной из основных величин является н а п р я ж е н и е  $U$  — скалярная величина, равная работе, которая производится при перемещении единицы положительного электричества (одного кулона) между двумя точками цепи (например, между двумя зажимами приемника электроэнергии):

$$U = A/q. \quad (\text{В-5})$$

Единицей измерения напряжения служит вольт (В). Это напряжение между двумя точками цепи при перемещении заряда 1 Кл, между которыми совершается работа 1 Дж \*. Следовательно, 1 Дж = В·Кл. Для измерения малых напряжений применяются милливольт (мВ), равный 0,001 В, и микровольт (мкВ), равный  $1 \cdot 10^{-6}$  В, а для больших (высоких) напряжений — киловольт (кВ), равный 1 000 В.

Чтобы дать более наглядное представление о напряжениях электротехнических устройств, выраженных в вольтах, приведем несколько примеров. Напряжение термоэлементов — величина порядка десятков милливольт; гальванические элементы дают напряжение немногим более 1 В; в наиболее опасных для человека условиях напряжение электротехнических устройств по отношению к земле не должно превышать 12 В, а в сырых и жарких помещениях 36 В; напряжения городских осветительных сетей 127 и 220 В; низким напряжением принято считать напряжение между проводником и землей, не превышающее 250 В; напряжение между контактным проводом и рельсом городского трамвая равно 600 В; напряжение городских распределительных кабельных сетей обычно 6 или 11 кВ; напряжения между проводами длинных линий электропередачи переменного тока 110, 220, 330, 500 и 750 кВ; напряжение молнии иногда превышает 100 000 кВ.

Выражения (В-4) и (В-5) определяют связь между напряжением и напряженностью электрического поля. Работа, совершаемая при перемещении заряда  $q$  между  $m$  и  $n$  в однородном проводнике, а следовательно, в равномерном поле, будет  $A_{mn} = q\mathcal{E}l_{mn}$ , поэтому напряжение между указанными точками

$$U_{mn} = \mathcal{E}l_{mn}, \quad (\text{В-6})$$

а в общем случае (в неравномерном поле)

$$U_{mn} = \int_m^n E dl. \quad (\text{В-7})$$

Как показывает это соотношение, напряженность электрического поля в системе СИ должна измеряться в вольтах на метр (В/м). В проводниках напряженность электрического поля не может иметь больших значений и обычно не превышает десятых долей вольта на метр. Она может достигать очень больших значений в диэлектриках.

Отметим, что понятие напряжения имеет смысл только для двух точек электрической установки (напряжение между проводами или между проводом и землей, но не напряжение провода), в то время как напряженность определяется в любой точке электрического поля.

---

\* Напомним, что джоуль в системе единиц СИ есть единица работы и в с е х в и д о в э н е р г и и. Это работа, которую совершает постоянная сила, равная 1 ньютону (Н), на пути 1 м, пройденном телом под действием этой силы по направлению, совпадающему с направлением силы.

Если электрическая цепь состоит из большого числа ( $n$ ) разнородных участков, то, заменив интегрирование (В-7) суммированием, напряжение на зажимах этой цепи можно определить как сумму произведений напряженностей на длину соответствующих участков:

$$U = \mathcal{E}_1 l_1 + \mathcal{E}_2 l_2 + \dots + \mathcal{E}_n l_n = \sum_{k=1}^n \mathcal{E}_k l_k.$$

Здесь знак  $\sum_{k=1}^n$  — условное обозначение суммы из  $n$  слагаемых, которую мы получим, заменяя последовательно  $k$  через 1, 2, 3 и т. д. до  $n$  включительно.

Заметим, что для каждого из участков цепи произведение  $\mathcal{E}_k l_k$  есть напряжение между концами этого участка — это так называемое *частичное напряжение*. Следовательно, напряжение на зажимах цепи, состоящей из нескольких участков, является суммой *частичных напряжений* цепи.

Для измерения напряжений служит *вольтметр*. Он подключается к тем двум точкам (например, к зажимам нагрузки), напряжение между которыми измеряется, например к зажимам  $a$  и  $b$  генератора  $\Gamma$  (рис. В-6) для измерения его напряжения и к зажимам  $c$  и  $d$ , чтобы измерить напряжение нагрузки  $U_{cd}$ .

При изучении всякого рода энергетических процессов в силовых полях широко применяется вспомогательное понятие — *скалярная величина* — *потенциал* (от латинского слова *potentia* — возможность, сила).

В электрической цепи положительный заряд  $q$  обладает некоторой потенциальной энергией, когда находится у положительного зажима источника электроэнергии. Если он переместится вдоль цепи на расстояние  $l$ , то будет произведена работа

$$A = q \int E dl.$$

В простейшем случае эта работа

$$A = q\mathcal{E}l.$$

На эту же величину  $A$  уменьшится потенциальная энергия заряда. Можно считать, что уменьшение потенциальной энергии заряда  $q$  есть следствие перехода его из точки, обладающей более высоким потенциалом, в точку с более низким потенциалом. Выражения «высокий» вместо «большой», «низкий» вместо «малый» по отношению к потенциалу мы применяем по аналогии с механической системой. Потенциал обозначается греческой буквой  $\phi$  (фи) или латинской  $V$ .

При переходе из точки  $m$  в точку  $n$  заряд  $q$  совершает работу, равную произведению заряда на разность потенциалов этих точек:

$$A_{mn} = q(\phi_m - \phi_n).$$

Эту работу мы можем определить и через напряжение между точками:

$$A_{mn} = qU_{mn}.$$

Следовательно, разность потенциалов двух точек цепи постоянного электрического тока (в стационарном электрическом поле) равна напряжению между этими точками:

$$U_{mn} = \phi_m - \phi_n. \quad (\text{В-8})$$

Очевидно, что потенциал должен измеряться в тех же единицах, что и напряжение, т. е. в вольтах.

Потенциал (электрический) численно равен работе, совершаемой силами поля при перемещении единицы положительного электричества из рассматриваемой точки поля в точку, потенциал которой принят равным нулю. В механической системе высоту можно отсчитывать по отношению к уровню моря. В элек-

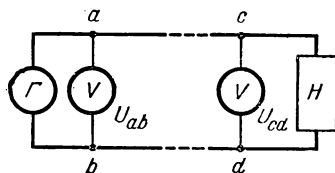


Рис. В-6. Схема включения вольтметров.

тротехнике нулевым потенциалом принято считать потенциал земли, так как земной шар в целом является громадным проводником.

Однако в большинстве случаев практическое значение имеет не потенциал, а разность потенциалов, которая не зависит от выбора нуля.

Один зажим источника электроэнергии имеет высший в данной цепи потенциал, второй зажим — низший потенциал. Первый зажим положительный, второй — отрицательный.

В замкнутой цепи положительные заряды движутся от точек с более высоким потенциалом к точкам с более низким потенциалом. Но внутри источника электр

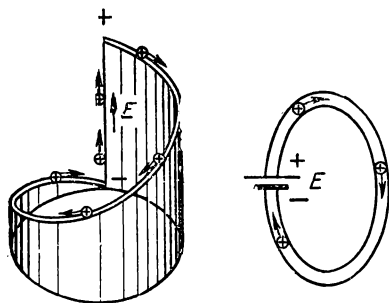


Рис. В-7. Объемная модель изменения потенциала вдоль замкнутой электрической цепи.

роэнергии заряды должны перемещаться от точки с низким потенциалом к точке с высшим потенциалом, т. е. к положительному зажиму источника.

Перемещение зарядов к точкам высшего потенциала совершается за счет сил неэлектрического происхождения, называемых сторонними силами, например в результате химического процесса, перемещающего в противоположных направлениях положительные и отрицательные ионы внутри источника энергии и таким образом создающего разность потенциалов между его зажимами.

Причина, заставляющая положительные заряды перемещаться от точек низшего потенциала к точкам высшего потенциала, называется электродвижущей силой (сокращенно э. д. с.). Точнее, это скалярная величина, характеризующая способность стороннего и индуцированного полей вызывать электрический ток. Она обозначается  $E$  или  $e$ . Наличие э. д. с. является характерным признаком преобразования какой-либо формы энергии в электрическую в источниках электрической энергии.

Работа сторонних сил  $A$ , отнесенная к единице положительного заряда  $q$ , равна э. д. с. источника электрической энергии:

$$E = A/q \text{ или } A = Eq.$$

Кроме того, работа, совершаемая во внешней цепи при перемещении в ней заряда,

$$A = q \sum_{k=1}^n U_k.$$

Следовательно, э. д. с., действующая в замкнутой цепи, равна сумме частичных напряжений цепи:

$$E = \sum_{k=1}^n U_k. \quad (\text{В-9})$$

Круговое движение зарядов в замкнутой цепи, поддерживаемое э. д. с., можно изобразить в виде объемной диаграммы (рис. В-7).

## В-4. СОПРОТИВЛЕНИЕ

Электроны, перемещающиеся под действием сил электрического поля, сталкиваются с атомами или молекулами проводника, что тормозит их поступательное движение. От формы проводника и структуры его материала зависит, как часто в среднем происходят такие столкновения. Это противодействие проводника направленному движению зарядов, т. е. электрическому току, является сопротивлением проводника. Оно обозначается буквой  $r$  (или  $R$ ), а на основании закона Ома определяется его величина.

Согласно закону Ома сила тока в проводнике прямо пропорциональна разности потенциалов и обратно пропорциональна сопротивлению:

$$I = (\varphi_m - \varphi_n)/r;$$

здесь  $\varphi_m$  и  $\varphi_n$  — значения потенциалов у начала и конца рассматриваемого участка проводника, а  $r$  — сопротивление этого участка.

Разность потенциалов в этом случае равна напряжению между соответствующими точками; следовательно, согласно закону Ома

$$I = U_{mn}/r, \quad (B-10)$$

т. е. сила тока прямо пропорциональна напряжению и обратно пропорциональна сопротивлению.

На основании закона Ома сопротивление цепи в пределах участка, не содержащего источников электрической энергии, равно отношению напряжения к силе тока:

$$r = U/I.$$

Сопротивление измеряется в омах (Ом или  $\Omega$ ). 1 Ом равен сопротивлению проводника, по которому течет ток силой 1 А при напряжении на концах проводника 1 В \*.

Устройство, обладающее сопротивлением и используемое для ограничения силы тока в электрической цепи или приемнике электроэнергии, называется **резистором**.

**Реостатом** называется регулируемый резистор, включаемый в цепь тока. Сопротивление проволочных реостатов (рис. В-8) изменяется относительно плавно при перемещении скользящего контакта по виткам проволоки, намотаным на керамическое основание. У контактных реостатов сопротивление изменяется ступенями при перемещении подвижного контакта с одного неподвижного контакта на другой. В табл. В-1 приведены условные обозначения сопротивлений, причем в ней даны также обозначения двух остальных параметров электрических цепей индуктивности и емкости.

Величина, обратная сопротивлению,  $g = 1/r$  называется **проводимостью**. Единицей проводимости в системе СИ служит **сименс** (См).

Закон Ома может быть применен и для замкнутой цепи тока в целом, так как э. д. с. равна сумме напряжений на отдельных участках цепи. На этом основании сила тока

$$I = \frac{E}{r}.$$

Здесь  $r$  — сопротивление всей цепи. Оно складывается из сопротивлений отдельных ее участков. В частности, э. д. с., перемещая заряды внутри источника электроэнергии, преодолевает некоторое внутреннее сопротивление  $r_B$  источника электроэнергии (сопротивление электролита между пластинами гальванического элемента или аккумулятора, сопротивление обмотки внутри электромашиного генератора). Таким образом, сопротивление цепи тока складывается из (обычно малого) внутреннего сопротивления  $r_B$  источника электроэнергии и относительно большого сопротивления всей внешней цепи  $r_{вн}$ , в соответствии с чем закон Ома для замкнутой цепи будет:

$$I = \frac{E}{r_B + r_{вн}} \quad \text{или} \quad E = I r_B + I r_{вн}.$$

\* В недавнем прошлом единицей сопротивления служил международный ом, равный сопротивлению ртутного столба высотой 106,300 см, всюду одинакового поперечного сечения и массой 14,4521 г при температуре тающего льда.

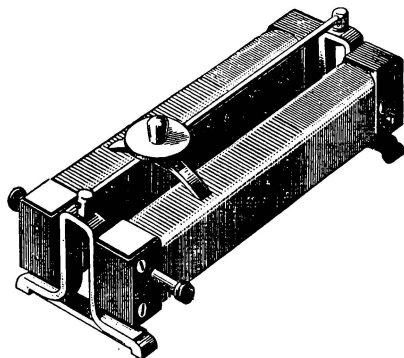
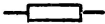
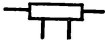
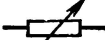












Рис. В-8. Проволочный реостат.

Таблица В-1

Условные графические обозначения для резисторов, индуктивностей и емкостей

Наименование	Обозначение
Резистор нерегулируемый	
То же с отводами	
Резистор регулируемый (реостат): общее обозначение	 или 
с разрывом цепи	
без разрыва цепи	
Резистор регулируемый (реостат) со ступенчатым регулированием	
Резистор саморегулирующийся нелинейно, например в зависимости от параметра	
Катушка индуктивности, дроссель без сердечника	
Сердечник (магнитопровод) ферромагнитный	
Конденсатор нерегулируемый	
Конденсатор электролитический	
Конденсатор регулируемый	

Произведение  $I r_{\text{вн}} = U$  есть напряжение на зажимах источника электроэнергии.

Это напряжение

$$U = E - I r_{\text{в}}, \quad (\text{В-11})$$

т. е. напряжение на зажимах источника электроэнергии меньше его э. д. с. из-за внутренней потери напряжения  $I r_{\text{в}}$ . Но если разомкнуть внешнюю цепь, то при  $I = 0$ , при так называемом холостом ходе источника электроэнергии,  $U = E$ , т. е. при размыкании внешней цепи напряжение на зажимах источника электроэнергии равно э. д. с.



Следовательно, включив к зажимам источника электроэnergии вольтметр  $V$  (рис. В-9) и разомкнув цепь тока, по показаниям вольтметра узнаем э. д. с. источника. Однако при этом сила тока самого вольтметра должна быть незначительной.

В прямолинейном проводнике постоянного сечения  $S$ , когда по нему проходит ток  $I$ , электрическое поле равномерно. Следовательно, напряжение  $U$  между концами проводника равно произведению напряженности  $\mathcal{E}$  поля на длину  $l$  проводника:

$$U = \mathcal{E}l.$$

Сила тока может быть выражена через плотность тока  $\delta$  и сечение проводника  $S$ :

$$I = \delta S.$$

Таким образом, сопротивление прямолинейного проводника

$$r = \frac{U}{I} = \frac{\mathcal{E} l}{\delta S}. \quad (\text{В-12})$$

Плотность тока, создаваемого воздействием напряженности поля, зависит от материала проводника. Чем больше свободных электронов содержится в единице объема проводника, тем большую плотность тока создает в нем напряженность поля  $\mathcal{E}$ . Отношение напряженности поля к плотности тока — величина определенная, достаточно постоянная для данного материала. Она называется удельным сопротивлением и обозначается греческой буквой  $\rho$  («ро»):

$$\rho = \mathcal{E} / \delta. \quad (\text{В-13})$$

На основании (В-13) плотность тока

$$\delta = \mathcal{E} / \rho. \quad (\text{В-14})$$

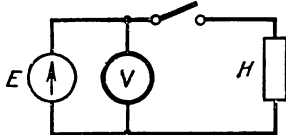


Рис. В-9. Измерение э. д. с. источника электрической энергии при его холостом ходе.

Это выражение называется законом Ома в дифференциальной форме, так как оно справедливо для любой точки проводящей среды. Оно применяется для расчетов токов в условиях неравномерных электрических полей — токов в проводящей среде (например, для расчетов заземлений).

Подставив (В-14) в (В-12), получим выражение сопротивления прямолинейного проводника — провода:

$$r = \rho \frac{l}{S}. \quad (\text{В-15})$$

Для характеристики различных проводящих материалов служит понятие объемного удельного сопротивления  $\rho_V$ . Это сопротивление между гранями куба с ребром 1 м, изготовленного из данного материала; следовательно, сопротивление должно измеряться в

$$\text{Ом} \cdot \text{м}^2 / \text{м} = \text{Ом} \cdot \text{м}.$$

В таблицах физических величин обычно указывается объемное удельное сопротивление в Ом·см, следовательно, для кубика с ребром 1 см.

Провода электрических линий относительно длинны, а сечение их относительно мало. По этой причине в электротехнических таблицах под удельным сопротивлением чаще подразумевается сопротивление проводника из данного материала длиной 1 м и поперечным сечением 1 мм<sup>2</sup>; в этом случае удельное сопротивление измеряется в Ом·мм<sup>2</sup>/м. В табл. В-2 приведены значения удельного сопротивления  $\rho$  некоторых проводниковых материалов. Чтобы на основании  $\rho$  найти  $\rho_V$ , достаточно умножить  $\rho$  на 10<sup>-4</sup>.

Величина, обратная удельному сопротивлению, называется удельной проводимостью и обозначается греческой буквой  $\gamma$  («гамма»):

$$\gamma = 1/\rho \quad (\text{В-16})$$

и соответственно объемная удельная проводимость

$$\gamma_V = 1/\rho_V.$$

**Удельное сопротивление и температурный коэффициент сопротивления  
некоторых проводниковых материалов**

Наименование материала	Удельное сопротивление при 20 °С, Ом · мм <sup>2</sup> /м	Температурный коэффициент сопротивления, 1°С
Серебро	0,016	0,0035
Медь техническая	0,0172—0,0182	0,0041
Алюминий	0,0295	0,0040
Сталь	0,125—0,146	0,0057
Железо (армко)	0,09—0,11	0,0060
Чугун	0,5	0,001
Свинец	0,218—0,222	0,0039
Вольфрам	0,0503	0,0048
Уголь	10—60	—0,005
Манганин	0,40—0,52	0,00003
Константан	0,44	0,00005
Нихром — сплав для электронагревательных приборов (Cr—20%, Ni—80%)	1,02—1,12	0,0001

Теория твердого тела показывает, что основным препятствием дрейфу электронов являются колеблющиеся атомы, а не атомы как таковые. Это обуславливает зависимость удельного сопротивления, а следовательно, и сопротивления проводника от температуры. В общем случае эта зависимость достаточно сложна. Но при изменениях температуры в относительно узких пределах (примерно 200 °С) ее можно выразить приближенно формулой

$$r_2 = r_1 [1 + \alpha (\Theta_2 - \Theta_1)]; \quad (\text{В-17})$$

здесь  $r_2$  — сопротивление при температуре  $\Theta_2$ ;  $r_1$  — сопротивление при температуре  $\Theta_1$ ;  $\alpha$  — температурный коэффициент сопротивления, т. е. изменение сопротивления 1 Ом при изменении температуры на 1 °С. В табл. В-2 приведены значения  $\alpha$  для некоторых проводниковых материалов. У большинства чистых металлов температурный коэффициент положительный, а у электролитов и изделий из графита — отрицательный. Температурный коэффициент сплавов, применяемых для изготовления реостатов, измерительных сопротивлений и т. п., относительно мал. Он близок к нулю у медно-марганцевого сплава — манганина (85% Cu, 12% Mn, 30% Ni), широко применяемого для изготовления постоянных сопротивлений, главным образом для измерительных устройств и приборов.

Рис. В-10. Вольт-амперные характеристики.

Зависимость силы тока от напряжения на зажимах сопротивления называется вольт-амперной характеристикой сопротивления. Если отношение напряжения к силе тока в приемнике практически постоянно,

$$U/I = r = \text{const},$$

то приемник обладает линейным сопротивлением, его вольт-амперная характеристика изображается прямой линией (а на рис. В-10). Если же это отношение непостоянно,

$$U/I = r = \text{var},$$

то сопротивление приемника не линейно, а его вольт-амперная характеристика изображается некоторой кривой б (рис. В-10).

Сопротивление всех реальных приемников электроэнергии и проводов, их соединяющих, в той или иной степени нелинейно. Но в большом числе случаев при изменениях физических условий (в частности, температуры) в узких пределах нелинейностью сопротивлений можно пренебречь и считать цепи линейными, т. е. состоящими из идеальных линейных сопротивлений. В дальнейшем в большинстве случаев будем изучать методы расчетов линейных цепей.

## В-5. ЗАКОНЫ КИРХГОФА

Два закона Кирхгофа, называемые часто правилами Кирхгофа, полностью определяют электрическое состояние цепей и являются основанием для их расчетов. Оба этих закона установлены на основании многочисленных опытов и являются следствием закона сохранения энергии.

Согласно первому закону Кирхгофа (закону для токов) алгебраическая сумма токов в любом узле электрической цепи равна нулю:

$$\sum_{k=1}^n I_k = 0, \quad (\text{В-18})$$

т. е. в любом узле цепи сумма приходящих токов равна сумме уходящих токов, например (рис. В-11):

$$I_1 + I_2 + I_4 = I_3 + I_5$$

или

$$I_1 + I_2 - I_3 + I_4 - I_5 = 0.$$

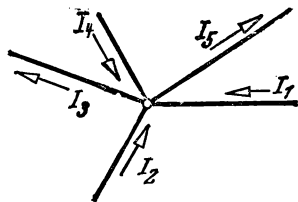


Рис. В-11. Узел электрической цепи.

Этот закон является следствием того, что цепь тока всегда замкнута. В узлах цепи заряды не могут длительно накапливаться или возникать, так как это привело бы к изменению потенциалов узлов и изменению токов в цепи (так называемый закон сохранения заряда и замкнутости токов). На основании первого закона Кирхгофа при последовательном соединении проводников сила тока через различные сечения цепи должна быть одинакова.

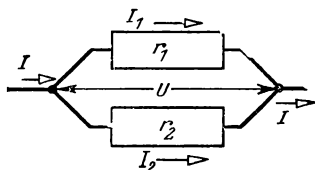


Рис. В-12. Параллельное соединение двух приемников электрической энергии.

При помощи первого закона Кирхгофа и закона Ома легко рассчитать общую силу тока параллельно соединенных приемников, общую проводимость и общее сопротивление такой разветвленной цепи тока.

Параллельно соединенными являются два элемента цепи, находящиеся под одним и тем же напряжением. В частности, при параллельном соединении двух приемников электроэнергии (рис. В-12) согласно закону Ома силы тока в отдельных ветвях разветвления будут:

$$I_1 = U/r_1; \quad I_2 = U/r_2.$$

Согласно первому закону Кирхгофа общая сила тока равна сумме сил токов ветвей:

$$I = I_1 + I_2 = U (1/r_1 + 1/r_2).$$

Следовательно, сопротивление разветвления будет:

$$r_3 = r_1 r_2 / (r_1 + r_2).$$

Величина  $r_3$  является эквивалентным сопротивлением разветвления, т. е. в электрических условиях всей остальной цепи ничего не изменится, если заменить сопротивления, образующие разветвление, одним сопротивлением  $r_3$ .

В технической литературе часто применяется условная запись сопротивления разветвления:

$$r_1 \parallel r_2 = r_1 r_2 / (r_1 + r_2).$$

В общем случае, когда параллельно соединены несколько приемников энергии, общая сила тока разветвления будет:

$$I = \sum_{k=1}^n I_k = U \sum_{k=1}^n 1/r_k. \quad (\text{В-19})$$

Эта формула удобнее для запоминания, если в ней заменить сопротивления соответствующими проводимостями  $g_k = 1/r_k$ . При такой замене

$$I = U \sum_{k=1}^n g_k. \quad (\text{В-20})$$

Следовательно, общая сила тока разветвления равна произведению напряжения на сумму проводимостей ветвей.

Так как  $U = I_1 r_1 = I_2 r_2$ , то

$$I_1/I_2 = r_2/r_1 = g_1/g_2,$$

т. е. силы тока в ветвях обратно пропорциональны сопротивлениям ветвей и прямо пропорциональны их проводимостям.

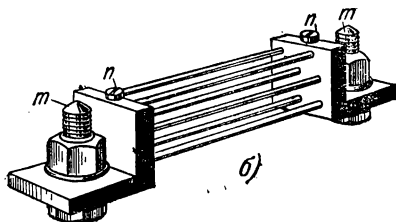
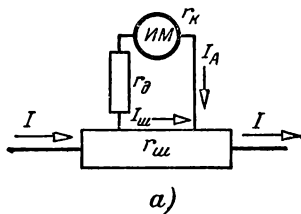


Рис. В-13. Шунтирование электроизмерительного механизма.

а — схема шунтирования измерительного механизма; б — устройство шунта.

Распределение токов в разветвлении часто используется для шунтирования в измерительных устройствах, аппаратах управления и т. п. Например, измерительный механизм шунтируемого амперметра ИМ (рис. В-13), катушка которого обладает сопротивлением  $r_k$ , соединяется последовательно с добавочным сопротивлением  $r_d$  и присоединяется к зажимам шунта — малого по величине, но постоянного сопротивления  $r_{ш}$ . Таким путем образуются две параллельные ветви на пути измеряемого тока  $I$ . Сопротивления этих ветвей  $r_k + r_d$  и  $r_{ш}$ . Токи распределяются между шунтом и измерительным механизмом обратно пропорционально сопротивлениям их ветвей:

$$I_A/I_{ш} = r_{ш}/(r_k + r_d),$$

и сила тока в шунте  $I_{ш} = I_A (r_k + r_d)/r_{ш}$ .

Согласно первому закону Кирхгофа измеряемая сила тока

$$I = I_A + I_{ш} = I_A [1 + (r_k + r_d)/r_{ш}] = I_A k_{ш}, \quad (\text{В-21})$$

где  $k_{ш}$  — постоянный коэффициент шунтирования, на который следует умножить показания прибора, чтобы определить ток  $I$ .

Благодаря шунтированию через измерительный механизм ИМ пропускается лишь небольшая доля измеряемого тока, что существенно облегчает изготовление этого механизма.

Для того чтобы обеспечить постоянство  $k_{ш}$ , шунт изготавливается из манганина, температурный коэффициент которого весьма мал и который не образует термопары с медью; для той же цели последовательно с медной обмоткой катушки измерительного механизма соединяется добавочное сопротивление  $r_d$ , изготовленное из манганина.

Чтобы устранить влияние переходных сопротивлений контактов на распределение токов между шунтом и измерительным механизмом, шунт должен иметь четыре зажима (рис. В-13): два токовых  $m$  для включения шунта в цепь измеряемого тока и два потенциальных  $n$  для присоединения ветви измерительного механизма.

Согласно второму закону Кирхгофа (закону для напряжений) в любом замкнутом электрическом контуре алгебраическая сумма напряжений на сопротивлениях, входящих в этот контур. Иными словами, алгебраическая сумма э. д. с. в замкнутом контуре равна алгебраической сумме произведений токов на сопротивления соответствующих участков контура:

$$\sum_{k=1}^n E_k = \sum_{k=1}^n I_k r_k, \quad (\text{В-22})$$

при этом «положительными» следует считать э. д. с. и токи, направления которых совпадают с произвольно выбранным направлением обхода контура.

Можно переписать уравнение второго закона Кирхгофа в следующем виде:

$$\sum_{k=1}^n E_k - \sum_{k=1}^n I_k r_k = 0;$$

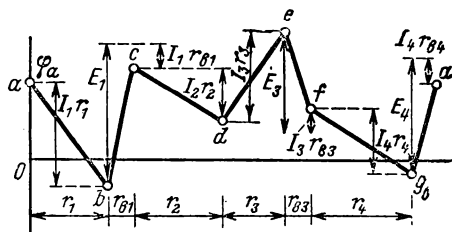
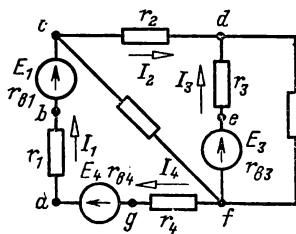


Рис. В-14. Потенциальная диаграмма контура  $abcdefga$ .

согласно такой форме записи алгебраическая сумма изменений потенциала при обходе замкнутого круга равна нулю. Это естественное следствие того, что после обхода любого контура мы возвращаемся в исходную точку, следовательно, к исходному потенциалу; потенциал каждой точки проводника есть однозначная функция этой точки. Составление уравнения второго закона Кирхгофа наглядно иллюстрирует потенциальная диаграмма контура. В такой диаграмме по оси абсцисс откладываются сопротивления между отдельными точками цепи, а по оси ординат — потенциалы этих точек (рис. В-14).

## В.6. РАСЧЕТ ПРОВОДОВ ПОСТОЯННОГО ТОКА НА ПОТЕРЮ И ОТКЛОНЕНИЕ НАПЯЖЕНИЯ

Простейшим из практических расчетов электрических цепей является расчет проводов на потерю напряжения. При таком расчете обычно заданы: напряжение  $U_{\Gamma}$  источника (генератора), расстояние  $l$  от этого источника (рис. В-15)

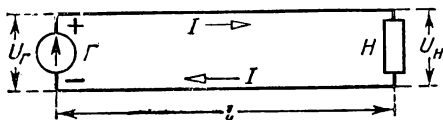


Рис. В-15. Схема передачи электрической энергии.

до места потребления энергии, сила тока  $I$  или мощность  $P_H$  нагрузки и напряжение  $U_H$  (номинальное напряжение), которое необходимо для нормальной работы приемников электроэнергии (например, ламп накаливания, электродвигателей и т. п.).

Задачей расчета является выбор такого сечения проводов, при котором обеспечивается нормальное ра-

бочее напряжение (номинальное напряжение) на зажимах приемников электроэнергии. Весьма нежелательно значительное отклонение этого напряжения  $U_H$  от номинального значения, особенно в осветительных установках. При по-

нижении напряжения  $U_n$  на 5% световой поток лампы накаливания уменьшается на 18%, а при повышении напряжения на 5% длительность горения лампы уменьшается на 50%.

Согласно закону Ома в цепи, показанной на рис. В-14, мы имеем:

$$U_1 = I r_{\text{л}} + I r_n = I r_{\text{л}} + U_n, \quad (\text{В-23})$$

где  $r_n$  — сопротивление нагрузки.

Сопротивление проводов линии

$$r_{\text{л}} = 2l\rho/S,$$

где  $2l$  — общая длина линии;  $\rho$  — удельное сопротивление материала проводов;  $S$  — искомое сечение проводов.

Обозначим разность  $U_{\text{г}} - U_n = \Delta U$ . Это потеря напряжения в линии, равная падению напряжения в ней. Сделав соответствующие подстановки в (В-23), получим искомое сечение:

$$S = I 2l\rho/\Delta U. \quad (\text{В-24})$$

Это значение следует округлить до ближайшего стандартного сечения проводов.

Нужно иметь в виду, что нагрузка линии обычно непостоянна, а изменения ее вызывают соответствующие изменения потери напряжения  $\Delta U$  в проводах; по этой причине нужно рассчитывать отклонения напряжения на зажимах нагрузки от номинального значения при максимальном и минимальном режимах нагрузки.

Согласно «Правилам устройства электроустановок» (сокращенно ПУЭ) снижение напряжения у наиболее удаленных от источника энергии ламп внутреннего рабочего освещения промышленных предприятий и общественных зданий должно быть не более 2,5% номинального напряжения ламп, а у ламп жилых зданий и наружного освещения не более 5%. Повышение напряжения у ламп не должно превышать 5% номинального напряжения.

У электродвигателей отклонение напряжения должно быть не более  $\pm 5\%$ .

## В-7. РАБОТА И МОЩНОСТЬ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ТОКА

Работа источника электроэнергии при перемещении заряда  $q$  вдоль некоторого участка равна произведению этого заряда на напряжение  $U$  между концами участка (§ В-3):  $A = Uq$ . Если перенос зарядов производится равномерно в течение времени  $t$  током  $I$ , то перенесенное количество электричества

$$q = It,$$

на основании чего работа, произведенная за время  $t$  электрическим током, будет равна:

$$A = UIt,$$

т. е. при неизменных напряжении и токе работа равна произведению напряжения на силу тока и на время. Единицей работы служит джоуль \*: Дж = В·А·с. В случае изменяющихся напряжения и силы тока работа за промежуток времени  $t_2 - t_1$  равна:

$$A = \int_{t_1}^{t_2} ui \, dt.$$

Для оценки энергетических условий важно знать, сколь быстро совершается работа. Отношение работы  $A$  к соответствующему промежутку времени  $t$  называется мощностью  $P$ . Таким образом, в электрической цепи

$$P = A/t = UI \quad (\text{В-25})$$

или при изменяющихся напряжении и силы тока мгновенная мощность

$$p = dA/dt = ui.$$

\* 1 Дж =  $1 \cdot 10^7$  эрг =  $1 \cdot 10^7$  дин·см.

Единица мощности называется ватт (Вт);  $1 \text{ Вт} = \text{Дж/с} = \text{В} \cdot \text{А}$ . Это мощность, при которой за 1 с совершается работа в 1 Дж. В системе СИ ватт используется как единица для измерения самых различных видов мощности<sup>1</sup>. Для электрических цепей ватт есть мощность тока 1 А при напряжении на концах проводника 1 В.

Кратные единицы мощности: милливатт (мВт),  $1 \text{ мВт} = 1 \cdot 10^{-3} \text{ Вт}$ ; киловатт (кВт),  $1 \text{ кВт} = 1\,000 \text{ Вт}$  и мегаватт (МВт),  $1 \text{ МВт} = 1\,000\,000 \text{ Вт} = 1\,000 \text{ кВт}$ .

Основная единица энергии и работы Джоуль слишком мала для измерений в энергетических устройствах. Практической единицей электрической энергии служит киловатт-час (кВт·ч). Это работа, совершаемая при неизменной мощности 1 кВт в течение 1 ч;  $1 \text{ Вт} \cdot \text{с} = 1 \text{ Дж}$ ,  $1 \text{ Вт} \cdot \text{ч} = 3\,600 \text{ Вт} \cdot \text{с} = 3\,600 \text{ Дж}$ , следовательно,  $1 \text{ кВт} \cdot \text{ч} = 3\,600\,000 \text{ Дж} = 36 \cdot 10^{12} \text{ эрг}$ .

Для непосредственного измерения мощности служит прибор прямого отсчета — ваттметр. Он имеет две измерительные цепи (и две обмотки) — цепь тока, включаемую последовательно с объектом измерения, т. е. как амперметр (рис. В-16), и цепь напряжения, включаемую параллельно этому объекту — как вольтметр. При постоянном токе мощность часто определяется на основании показаний амперметра и вольтметра, но при переменном токе ваттметр необходим.

Выражение мощности электрического тока (В-25) можно преобразовать, заменив на основании закона Ома напряжение  $U = Ir$  или ток  $I = Ug$ . Таким путем получим три выражения мощности электрического тока:

$$P = UI = I^2 r = U^2 g. \quad (\text{В-26})$$

Мы применяем разные выражения мощности в зависимости от условий исследуемой цепи.

Очень большое практическое значение имеет то обстоятельство, что одну и ту же мощность можно получить при низком напряжении и большой силе тока и при высоком напряжении и малой силе тока.

Рассмотрим, как влияет напряжение на распределение мощности в простейшей системе передачи электроэнергии (рис. В-15), состоящей из источника энергии, линии передачи и некоторой нагрузки. Напряжение источника  $U$  складывается из напряжения нагрузки  $U_n$  и потери напряжения в проводах линии  $I r_{\text{л}}$ ; следовательно,

$$U = I r_{\text{л}} + U_n.$$

Умножив это уравнение на силу тока  $I$ , получим уравнение распределения мощности в цепи:

$$UI = I^2 r_{\text{л}} + U_n I,$$

где  $UI$  — мощность, отдаваемая источником электроэнергии;  $I^2 r_{\text{л}}$  — потеря мощности в проводах линии (на нагревание);  $U_n I = P_n$  — мощность, потребляемая нагрузкой.

Если, не изменяя мощности нагрузки, повысить в 2 раза напряжение на зажимах нагрузки путем повышения напряжения источника, то сила тока нагрузки должна быть уменьшена в 2 раза, т. е. до величины  $I' = I/2$ . Это вызовет уменьшение потерь мощности в проводах линии в 4 раза:

$$I'^2 r_{\text{л}} = I^2 r_{\text{л}} / 4.$$

Следовательно, для уменьшения потерь в линии передачи желательно передавать электроэнергию при возможно более высоком напряжении.

<sup>1</sup> Это единица мощности теплового потока, единица плотности потока электромагнитного излучения, мощности звука и т. д.

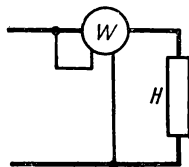


Рис. В-16. Схема включения ваттметра.



## Г л а в а   п е р в а я

### ТЕПЛОВОЕ ДЕЙСТВИЕ ТОКА

#### 1-1. УРАВНЕНИЕ НАГРЕВАНИЯ ПРОВОДНИКА ТОКОМ

Поступательное движение свободных электронов в проводнике, создающее электрический ток, вызывает дополнительные столкновения электронов с атомами внутри проводника. При таких столкновениях электроны сообщают атомам дополнительную энергию и усиливают их беспорядочные колебания, что проявляется в виде выделения тепла проводником.

Вопросы нагревания являются одними из важнейших в электромашино- и аппаратостроении. Электрические машины, построенные в конце XIX и начале XX вв., мало нагревались, так как их размеры выбирались с большим запасом. Но электрики, стремясь сэкономить ценные цветные металлы и уменьшить размеры, довели нагрев современных машин и аппаратов до предельных значений, допускаемых для изолирующих материалов. Благодаря этому достигнуто уменьшение размеров и массы машин примерно в 2—3 раза и более, но зато соответственно уменьшился к. п. д. и стала довольно затруднительной для конструктора задача отвода тепла, выделяющегося в машине или в аппарате при работе. Кроме того, уменьшился срок службы машин, так как нагретая изоляция стареет, т. е. ухудшает свои качества, значительно быстрее, чем холодная. Чтобы продлить срок жизни машин, созданы нагревостойкие изолирующие материалы, например стеклянное волокно.

Нагревание проводника током является следствием того, что проводник представляет собой некоторое сопротивление току. Роль электрического сопротивления подобна роли трения в механической системе.

Напряжение между концами проводника согласно закону Ома

$$U = Ir.$$

Чтобы определить работу, совершаемую током для преодоления сопротивления проводника за время  $dt$ , умножив уравнение на  $I dt$ , получим:

$$UI \, dt = I^2 r \, dt = dQ_{\text{теп}}. \quad (1-1)$$

Это закон Джоуля—Ленца: тепло пропорционально квадрату силы тока и сопротивлению. Вся работа тока в проводнике преобра-

зуется в тепло  $Q_{\text{теп}}$ , которое измеряется в единицах энергии — джоулях<sup>1</sup>.

Обозначим величину  $I^2 r = Q_0$ ; ее можно назвать **тепловой мощностью**; таким образом, тепло

$$dQ_{\text{теп}} = Q_0 dt.$$

Это тепло частично поглощается самим проводником, т. е. затрачивается на повышение его температуры, а частично отдается в окружающую среду:

$$dQ_{\text{теп}} = dQ_{\text{пов}} + dQ_{\text{отд}}. \quad (1-2)$$

Первый член правой части уравнения равен произведению изменения температуры проводника  $d\vartheta$  по отношению к окружающей среде на его теплоемкость  $C$ , т. е.

$$dQ_{\text{пов}} = C d\vartheta.$$

Теплоемкость тела  $C$  (Дж/°С) есть тепло, необходимое для повышения температуры тела на 1°С. В свою очередь теплоемкость  $C$  равна произведению удельной теплоемкости материала  $c$  на его массу  $m$ , т. е.  $C = cm$ .

Второй член уравнения (1-2)  $dQ_{\text{отд}}$  выражает собой часть тепла, отдаваемую проводником через его поверхность теплоотдачи  $S_T$  в окружающую среду.

За время  $dt$  в окружающую среду отдается тепло

$$dQ_{\text{отд}} = k_{\text{отд}} S_T \vartheta dt = H \vartheta dt.$$

Здесь  $k_{\text{отд}}$  — удельная теплоотдача проводника [Дж/(м²·°С·с)]. Полная теплоотдача проводника обозначена через  $H$ .

Отметим, что под  $\vartheta$  мы понимаем не температуру проводника, а только превышение температуры проводника  $\theta$  над температурой окружающей среды  $\theta_0$ , т. е.  $\vartheta = \theta - \theta_0$ .

Таким образом, уравнение нагревания проводника будет:

$$Q_0 dt = C d\vartheta + H \vartheta dt. \quad (1-3)$$

Проводник не сразу нагревается до некоторой максимальной температуры  $\theta_m = \theta_0 + \vartheta_m$ , а его температура повышается постепенно. Если сила тока  $I$  и сопротивление  $r$  не изменяются, то постоянно и  $Q_0$ . В таких условиях по мере возрастания  $\vartheta$  увеличивается второй член в уравнении нагревания и уменьшается первый член  $dQ_{\text{пов}}$ , т. е. все больше тепла отдает сильно нагретый проводник в окружающую среду и все медленнее он нагревается.

Наконец, наступает тепловое равновесие. Температура проводника перестает повышаться, так как тепло, выделяемое током, равно

<sup>1</sup> Длительно для измерения количества теплоты применялась внесистемная единица — *калория*. Это количество теплоты, нужное для нагревания 1 г чистой воды при нормальном давлении на 1°С — от 19,5 до 20,5°С. Калория (кал) равна 4,1868 Дж, или приблизительно 1 Дж = 0,24 кал. Следовательно, если выразить тепло, выделяемое током, в калориях, то  $dQ_{\text{теп}} = 0,24 I^2 r dt$ . Единица эта для современных измерений недостаточно точна.

теплу, отдаваемому проводником в окружающую среду. Это равновесие наступает при максимальном превышении температуры  $\vartheta_m$ . Следовательно,

$$Q_0 dt = H \vartheta_m dt;$$

отсюда

$$\vartheta_m = Q_0/H = I^2 r/H. \quad (1-4)$$

Во всех электротехнических устройствах проводник не должен нагреваться свыше определенной температуры.

Например, провода с резиновой изоляцией не должны нагреваться свыше  $55^\circ\text{C}$ , а кабели с бумажной изоляцией — не выше  $80^\circ\text{C}$ . При расчетах допустимого значения  $\vartheta_m$  в качестве температуры окружающей среды принимают  $40^\circ\text{C}$  — наиболее неблагоприятную возможную температуру. Следовательно, для провода с резиновой изоляцией  $\vartheta_m = 55 - 40 = 15^\circ\text{C}$ .

Чтобы определить зависимость изменения превышения температуры  $\vartheta$  от времени, преобразуем уравнение нагревания (1-3), разделив в нем переменные:

$$\frac{H}{C} dt = \frac{d\vartheta}{Q_0/H - \vartheta},$$

а так как  $Q_0/H = \vartheta_m$ , то

$$H dt/C = d\vartheta/(\vartheta_m - \vartheta). \quad (1-5)$$

Интегрируя это выражение, получаем:

$$Ht/C = -\ln(\vartheta_m - \vartheta) + \ln A;$$

здесь  $\ln A$  обозначает постоянную интегрирования. Умножим последнее равенство на  $(-1)$  и, заменив разность логарифмов логарифмом частного, получим:

$$-Ht/C = \ln[(\vartheta_m - \vartheta)/A].$$

Потенцируя последнее выражение, находим:

$$Ae^{-Ht/C} = \vartheta_m - \vartheta.$$

Чтобы определить постоянную  $A$ , обратимся к начальным условиям. В простейшем случае начальное превышение температуры равно нулю, т. е. при  $t = 0$  превышение температуры  $\vartheta = 0$ . Следовательно,  $A = \vartheta_m$ , а

$$\vartheta = \vartheta_m \left(1 - e^{-\frac{H}{C} t}\right) = \vartheta_m \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right). \quad (1-6)$$

Скорость протекания процесса нагревания определяется постоянным коэффициентом  $C/H = \tau$  в показателе степени. Для всех переходных процессов, выражаемых показательной функцией типа (1-6),  $\tau$  имеет размерность времени и называется постоянной времени, в данном случае постоянной времени нагревания. Она равна промежутку времени, который потребовался бы при отсутствии теплоотдачи в окружающую среду, для того чтобы пре-

вышение температуры  $\vartheta$  достигло значения  $\vartheta_m$ . При отсутствии теплоотдачи на основании (1-5)

$$Q_0 dt = C d\vartheta \text{ или } \frac{d\vartheta}{dt} = \frac{Q_0}{C} = \text{const},$$

т. е. повышение температуры протекало бы линейно и закончилось за время  $\tau$ , когда в нагреваемом теле накопилось тепло

$$C\vartheta_m = Q_0\tau.$$

При наличии теплоотдачи на основании (1-6) спустя время  $t = \tau$  превышение

$$\vartheta = \vartheta_m(1 - 1/e) = \vartheta_m(1 - 1/2,718) = 0,632\vartheta_m,$$

т. е.  $\vartheta$  примерно на одну треть не достигнет предельного значения  $\vartheta_m$  (рис. 1-1). Если взять промежуток времени  $t = 3\tau$ , то

$$\vartheta = \vartheta_m(1 - 1/e^3) = 0,95\vartheta_m.$$

Следовательно, приближенно можно считать температуру нагреваемого тела установившейся, достигшей предельного значения  $\vartheta_m$  спустя промежуток времени, равный 3  $\tau$ .

Постоянная времени тем больше, чем больше теплоемкость  $C$ , а следовательно, чем больше масса  $m$  нагреваемого тела, так как  $C = mc$ . Кроме того,  $\tau$  тем меньше, чем лучше теплоотдача. У герметически закрытых электрических машин средней мощности  $\tau$  может быть более часа; таким образом, температуру такой машины можно считать установившейся примерно через 3 ч непрерывной работы при неизменной нагрузке.

Практически весьма важно, что температура машин и аппаратов, по обмоткам которых проходит ток, повышается постепенно, т. е. не сразу достигает значения, соответствующего силе тока в их обмотках.

Следовательно, на короткий срок, например, электродвигатель можно существенно перегрузить, так как за это время он не успеет нагреться до опасной для изоляции его обмоток температуры. По этой причине электропромышленность выпускает электродвигатели кратковременной, например полчасовой, мощности. Такой двигатель может отдавать номинальную мощность на валу в течение получаса, после чего его необходимо выключить, чтобы он охладился.

## 1-2. РАСЧЕТ ПРОВОДОВ НА НАГРЕВАНИЕ

На основании условия теплового равновесия (1-4), если известны сопротивление  $r$  проводника и его теплоотдача  $H = k_{\text{отд}}S_T$ , можно определить наибольшую допустимую силу тока, так как  $\vartheta_m = I^2 r / H$ , поэтому

$$I = \sqrt{\vartheta_m H / r}. \quad (1-7)$$

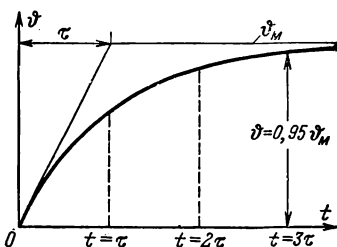


Рис. 1-1. Кривая нагрева проводника током.

В частности, для применяемого в большинстве случаев провода круглого сечения  $S = \pi d^2/4$  можно, заменив в (1-7)

$$H = k_{\text{отд}} S_T = k_{\text{отд}} l \pi d \text{ и } r = \rho \frac{l}{S} = \frac{4}{\pi} \rho \frac{l}{d^2},$$

определить минимальный допустимый по условиям нагревания диаметр

$$d = \sqrt[3]{4 I^2 \rho / (k_{\text{отд}} \pi^2 \vartheta_M)}. \quad (1-8)$$

Однако такой расчет провода на нагревание достаточно сложен из-за трудностей определения коэффициента удельной теплоотдачи  $k_{\text{отд}}$  \*, его зависимости от условий изоляции, внешних условий и непостоянства их вдоль провода. Для машин и аппаратов этот расчет заменяется вычислением по экспериментально проверенным формулам, составленным применительно к определенным условиям. Для проводов линий различного рода расчет на нагревание ведется на основании приводимых в Правилах устройства электроустановок (ПУЭ) таблиц длительных допустимых токовых нагрузок на провода и кабели. Примером может служить табл. 1-1.

Таблица 1-1

**Допустимые длительные токовые нагрузки на провода и шнуры с резиновой и полихлорвиниловой изоляцией и алюминиевыми жилами**

Сечение токопровода- щей жилы, мм <sup>2</sup>	Токовые нагрузки, А						Сечение токопровода- щей жилы, мм <sup>2</sup>	Токовые нагрузки, А					
	Провода, проложен- ные открыто	Провода, проложенные в одной трубе						Провода, проложен- ные открыто	Провода, проложенные в одной трубе				
		Два одно- жильных	Три одно- жильных	Четыре од- ножильных	Один двух- жильный	Один трех- жильный			Два одно- жильных	Три одно- жильных	Четыре од- ножильных	Один двух- жильный	Один трех- жильный
2,5	24	20	19	19	19	16	70	210	175	165	140	150	135
4	32	28	28	23	25	21	95	255	215	200	175	190	165
6	39	36	32	30	31	26	120	295	245	220	200	230	190
10	60	50	47	39	42	38	150	340	275	255	—	—	—
16	75	60	60	55	60	55	185	390	—	—	—	—	—
25	105	85	80	70	75	65	240	465	—	—	—	—	—
35	130	100	95	85	95	75	300	535	—	—	—	—	—
50	165	140	130	120	125	105	400	645	—	—	—	—	—

Согласно этим таблицам допустимая плотность тока, т. е.  $\delta = I/S$ , с увеличением сечения проводника уменьшается, так как при увеличении сечения уменьшается удельная поверхность теплоотдачи. В таблицах учитываются: вид изоляции, рабочее напряжение, условия прокладки. Например, для трехжильного кабеля допустимая плотность тока значительно меньше, чем для одножильного.

\* При естественном охлаждении эта величина порядка  $1 \cdot 10^{-3} \div 1,5 \times 10^{-3}$  Дж/с  $\cdot$   $^{\circ}\text{C} \cdot \text{см}^2$ .

При выборе сечения провода сначала можно произвести расчет этого сечения на основании допустимой потери напряжения (§ В-6) и округлить полученное сечение до ближайшего стандартного. Затем для проверки по условиям нагревания необходимо по таблице допустимых токов нагрузок ПУЭ найти силу тока, допустимую для сечения, определенного по потере напряжения. Если сила тока в таблице больше силы тока, для которой произведен расчет потери напряжения, то можно принять сечение, определенное по потере напряжения. В противном случае следует увеличить сечение настолько, чтобы допустимая согласно ПУЭ сила тока была не меньше заданной расчетной.

Для относительно коротких линий — осветительных сетей промышленных предприятий и жилых общественных зданий, основными для выбора сечения являются условия нагрева, так как поверхность теплоотдачи здесь относительно мала (мала длина проводки). Для этих линий, если выбрать сечение на основании таблиц ПУЭ, обычно потеря напряжения получается меньше допустимой. По этим соображениям в ПУЭ рекомендуется такие сети рассчитывать по условиям нагрева (т. е. находить в таблицах сечение провода, соответствующее заданной силе тока) и проверять результаты по потере напряжения.

### 1-3. КОРОТКИЕ ЗАМЫКАНИЯ И ТЕПЛОВАЯ ЗАЩИТА

Провода электрических линий и электротехнические устройства должны быть защищены от перегрева при коротких замыканиях и длительных перегрузках.

Коротким замыканием принято называть всякое ненормальное соединение через малое сопротивление между проводами или другими токоведущими частями цепи. Причиной короткого замыкания может быть случайное соединение голых токоведущих частей между собой (например, соединение двух проводов воздушной линии) или повреждение изоляции вследствие старения, износа, пробоя и т. п. При коротком замыкании резко увеличивается сила тока, а так как выделение тепла в проводах пропорционально квадрату силы тока, то тепловое действие тока короткого замыкания может вызвать разрушение изоляции и пожар<sup>1</sup>; вместе с тем при коротких замыканиях часто возникают опасные электродинамические силы взаимодействия между проводами. Кроме того, короткое замыкание вызывает сильное увеличение потери напряжения в сети, следствием чего являются уменьшение силы света ламп, снижение скорости и даже остановка электродвигателей и т. д.

Короткое замыкание тем опаснее, чем оно ближе к источнику электроэнергии; при коротком замыкании на зажимах последнего силу тока ограничивает только внутреннее сопротивление  $r_{\text{в}}$  этого источника:  $I_{\text{к}} = E/r_{\text{в}}$ . В энергетических системах сила токов коротких замыканий достигает сотен тысяч ампер и отключение таких

---

<sup>1</sup> В городах большая часть пожаров происходит из-за коротких замыканий в распределительных сетях.

токов связано с немалыми трудностями. Но в осветительных сетях жилых зданий сила тока короткого замыкания не так уже велика; 30—100 А. Тем не менее быстрое отключение этих токов очень важно с точки зрения их пожарной опасности.

Простейшим способом отключения токов короткого замыкания является использование их теплового действия в приборе защиты. Таким прибором является плавкий предохранитель.

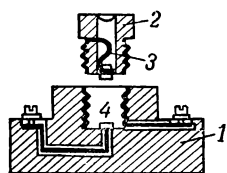


Рис. 1-2. Пробочный предохранитель.

В нем основным отключающим элементом служит плавкая вставка — сменяемая часть предохранителя, плавящаяся при увеличении силы тока в защищаемой цепи свыше определенного значения. По существу это короткий участок защищаемой цепи, относительно легко разрушаемый тепловым действием тока. Чтобы получить такую сниженную термическую устойчивость, нужно увеличить сопротивление вставки, для чего она изготавливается из материала с высоким удельным сопротивлением (например, сплава олова и свинца) или из хорошо проводящего металла (например, серебра, меди), но с малым сечением.

Плавление вставки не должно сопровождаться возникновением дуги в предохранителе вдоль размыкаемого участка, следовательно, плавкая вставка должна иметь длину, соответствующую выключаемому напряжению; по этой причине на предохранителях, кроме номинального тока, указывается также и напряжение.

Существует очень большое число различных конструкций плавких предохранителей.

Для напряжений до 250 В и токов примерно до 60 А широко применяются пробочные предохранители (рис. 1-2); у них плавкая часть совершенно закрыта. Такой предохранитель состоит из основания 1, в которое ввертывается сменяемая при перегорании вставка 2 — так называемая пробка с резьбой, опирающаяся на неподвижный контакт 4. Пробка изготавливается из керамического материала и снабжается двумя металлическими контактами, между которыми припаивается плавкая проволока 3.

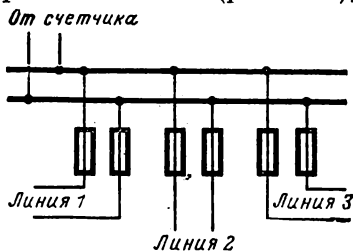


Рис. 1-3. Групповой щиток.

Пробочные предохранители обычно сосредотачиваются на групповых щитках. От этих щитков линии расходятся в отдельные квартиры или комнаты, части здания и т. п. На щитке все провода каждой линии должны быть защищены отдельными предохранителями (рис. 1-3). Такое сосредоточение предохранителей облегчает надзор за ними и быструю смену пробок при их перегорании.

Весьма опасно, когда перегоревшую пробку заменяют в основании предохранителя несколькими медными проволочками из шнура, число которых в большинстве случаев берется случайным. Такое



нарушение правил эксплуатации может явиться причиной пожара от перегретого током короткого замыкания не защищенного уже предохранителем провода или от разбрызгивания расплавленного металла проволочек вокруг предохранителя.

Часто применяются и для высоких напряжений трубчатые предохранители различных конструкций (рис. 1-4), в которых плавящаяся проволока помещена в фарфоровую трубку и имеет значительную длину. Трубка не дает разбрызгиваться расплавленному металлу, а электрическая дуга, образующаяся при плавлении проволоки внутри трубки, быстро разрывается благодаря тяге воздуха в трубке.

Номинальной силой тока плавкого предохранителя считается та наибольшая сила тока, которую предохранитель может выдерживать неопределенно долгое время, не разрушаясь. Она указывается на вставке предохранителя. Но сила тока плавления вставки предохранителя зависит от ряда причин и в первую очередь от длительности нагрузки током и условий охлаждения предохранителя.

Ориентировочно для определения времени отключения можно пользоваться представленной на рис. 1-5 зависимостью времени плавления вставки от так называемой кратности тока, т. е. от отношения силы тока плавления вставки к номинальной силе тока вставки.

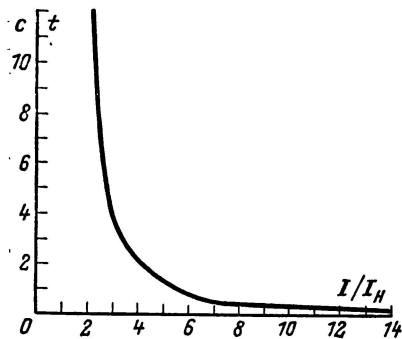


Рис. 1-5. Кривая зависимости времени плавления вставки от кратности тока.

Следует различать защиту провода от коротких замыканий и защиту от длительных перегрузок. Номинальные токи плавки вставок предохранителей, служащих для защиты отдельных участков сети, во всех случаях следует выбирать по возможности наименьшими по расчетным токам соответствующих участков сети. Но при этом вставка не должна плавиться при кратковременных перегрузках — пусковых токах электродвигателей и т. п. В ряде случаев эти два требования несовместимы. В частности, если линия питает двигатели, то за основу для выбора предохранителя нужно брать среднее значение пусковой силы тока, которое ориентировочно в 5—7 раз больше номинального значения силы тока двигателя.

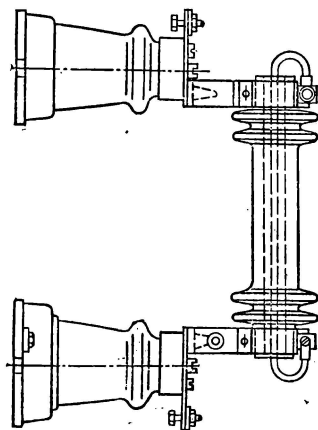


Рис. 1-4. Трубчатый предохранитель.

Длительность пускового процесса обычно составляет около 5—10 с; в течение этого времени согласно рис. 1-5 предохранитель должен выдерживать силу тока, превышающую его номинальную приблизительно в 2,5 раза. Следовательно, номинальная сила тока плавкого предохранителя должна быть равна (или быть больше) 40% средней пусковой силы тока двигателя, т. е.

$$I_{\text{ном}} \approx \frac{1}{2,5} I_{\text{пуск}} = 0,4 I_{\text{пуск}}.$$

Если выбранные таким образом номинальные значения силы тока плавких вставок значительно превышают допустимые длительные нагрузки защищаемых проводников, то предохранители защищают провода от коротких замыканий, но не от длительных перегрузок.

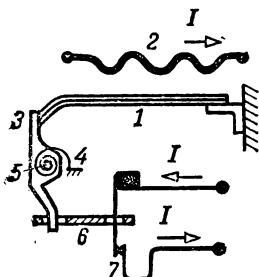


Рис. 1-6. Схема устройства теплового реле.

В ряде случаев, когда перегрев проводов не обуславливает пожарную опасность, например в случае голых проводов, согласно ПУЭ можно ограничиться только защитой от токов короткого замыкания, но при этом номинальная сила тока плавких вставок предохранителей должна быть не более 300% длительно допустимой токовой нагрузки защищаемых проводов.

От перегрузок должны быть защищены сети внутри помещений, выполненные открыто проложенными незащищенными изолированными проводниками с горючей оболочкой. Эта защита обязательна и для защищенных проводников, и для проводников, проложенных в трубах: осветительных сетях жилых и общественных зданий, в осветительных сетях торговых помещений и в служебно-бытовых помещениях промышленных предприятий и т. п. В этих случаях при защите от перегрузок допустимая длительная токовая нагрузка проводника должна быть не менее 125% номинальной силы тока плавкой вставки (т. е. плавкая вставка берется на меньшую силу тока, чем допустимая длительная для данного сечения провода), но в случае применения кабеля с бумажной изоляцией допускаемая длительная токовая нагрузка провода должна быть не менее 100% номинального тока плавкой вставки.

Приведенные здесь сведения являются лишь частью указаний ПУЭ по выбору защиты плавкими предохранителями.

Тепловой принцип защиты используется так же в более совершенных приборах — тепловых реле. В подобных реле для срабатывания устройства обычно используется биметаллический элемент. Он состоит из двух механически скрепленных пластин, а эти пластины изготовлены из металлов с различными температурными коэффициентами расширения. На рис. 1-6 показана принципиальная схема устройства теплового реле. Нагреватель 2, включенный в защищаемую цепь, своим теплом воздействует на биметаллический элемент 1. При перегрузке в защищаемой

цепи обе пластины биметаллического элемента, нагреваясь, удлиняются. Но одна из них удлиняется больше, вследствие чего биметаллическая пластина изгибается вверх и выходит из зацепления с защелкой 3. Последняя под действием пружины 4 поворачивается вокруг оси 5 по часовой стрелке и посредством тяги 6 размыкает контакты 7, вследствие чего отключается перегруженная сеть.

Однако тепловое реле из-за значительной тепловой инерции не обеспечивает защиту от токов короткого замыкания, поэтому необходимым дополнением теплового реле является плавкий предохранитель.

## Г л а в а   в т о р а я

### МЕТОДЫ РАСЧЕТА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА

#### 2-1. ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ СХЕМЫ ИСТОЧНИКА ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ

Источник электроэнергии развивает э. д. с.  $E$  и обладает внутренним сопротивлением  $r_b$ . Эти э. д. с. и сопротивление несколько изменяются в зависимости от силы тока  $I$ , отдаваемой источником энергии во внешнюю цепь. Но в большом числе случаев эти изменения относительно малы, что дает возможность пренебрегать ими и считать  $E$  и  $r_b$  постоянными, не зависящими от силы тока. На этом основании в расчетных схемах цепей можно изображать реальный источник электроэнергии эквивалентной схемой (рис. 2-1, а), в которой  $E$  — источник с постоянной э. д. с., направление ее обозначено стрелкой, помещенной в кружке, а  $r_b$  — его постоянное внутреннее сопротивление. Такой источник электроэнергии принято называть и с т о ч н и к о м   э. д. с. Напряжение на его зажимах  $U = E - Ir_b$ . Две стрелки на схеме показывают точки, между которыми приложено напряжение<sup>1</sup>. Во многих случаях падение напряжения внутри источника  $Ir_b \ll E$  и, пренебрегая им, можно считать напряжение на за-

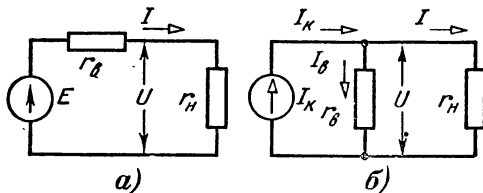


Рис. 2-1. Две эквивалентные схемы источника электроэнергии.

<sup>1</sup> Такое обозначение применяется в большинстве случаев в электротехнической и радиотехнической литературе. Иногда, главным образом в курсах теоретической электротехники, на схемах показывают соответствующей стрелкой направление напряжения. В данном курсе в этом нет необходимости, так как в схемах, рассматриваемых при расчетах цепей, направление напряжения достаточно определяется направлением тока, указанным на схемах. Важнее показать, между какими точками приложено напряжение. По этим соображениям в данном курсе направление напряжения указано лишь в немногих случаях, когда это целесообразно (см. рис. 6-7).

жимах источника энергии  $U = E = \text{const}$ . Такой источник электро-энергии, напряжение которого не зависит от силы тока, именуется **источником напряжения**. Изучая методы расчетов электрических цепей, в большинстве случаев мы будем подразумевать источники энергии, которые можно рассматривать как источники э. д. с. или напряжения. Идеальный источник напряжения должен обладать бесконечно большой мощностью, так как при сопротивлении нагрузки  $r_n = 0$  его сила тока  $I = \infty$ . У источника э. д. с. сила тока ограничена внутренним сопротивлением: при коротком замыкании его сила тока  $I_k = E/r_b$ .

Однако в ряде специальных случаев, в частности во многих цепях с электронными лампами или полупроводниковыми приборами, при работе внутреннее сопротивление  $r_b$  источника энергии во много раз больше сопротивления внешней цепи — цепи нагрузки  $r_n$ , т. е.  $r_b \gg r_n$ . Следовательно, в подобных цепях, для которых выполняются расчеты, при нормальных условиях, сила тока, отдаваемого источником,

$$I = E/(r_b + r_n) \approx E/r_b = I_k,$$

т. е. силе тока короткого замыкания источника. В подобных случаях целесообразно рассматривать источник энергии как **источник тока**, т. е. считать, что сила тока, отдаваемого таким источником, не зависит от сопротивления цепи, на которую он замкнут, а равна его силе тока короткого замыкания  $I_k$ . Изменения сопротивления внешней цепи вызывают лишь изменения напряжения  $U$  на зажимах источника тока. От эквивалентной схемы источника э. д. с. можно перейти к эквивалентной схеме источника тока, преобразовав для этого уравнение напряжений в уравнение токов. Согласно эквивалентной схеме рис. 2-1, а э. д. с.

$$E = I r_b + U;$$

разделив это выражение на внутреннее сопротивление источника, получим:

$$E/r_b = I_k = U/r_b + I = I_b + I. \quad (2-1)$$

Последнее выражение можно истолковать следующим образом: сила тока источника  $I_k$  складывается из тока  $I$ , отдаваемого во внешнюю цепь, и тока  $I_b$ , замыкающегося внутри источника во внутреннем сопротивлении  $r_b$ . Соответствующая эквивалентная схема показана на рис. 2-1, б. Источник тока на схемах принято обозначать кружком со стрелкой, рядом с которым поставлена буква  $I_k$  (или  $I$ ). В уравнении (2-1) можно заменить сопротивления проводимостями:

$$1/r_b = g_b, \quad I = U/r_n = U g_n,$$

следовательно,

$$I_k = U (g_b + g_n);$$

ток  $I_k$  распределяется между ветвями схемы пропорционально их проводимостям. Изменение проводимости нагрузки изменяет напря-

жение на зажимах источника тока, но не изменяет его ток. Чем больше проводимость нагрузки, тем меньше сила тока  $I_B$ , и если

$$g_H \gg g_B,$$

то можно принять:

$$I_K \approx U g_H = I.$$

Это будет идеальный источник тока (источник с заданным током). Напряжение  $U$  на зажимах такого источника тока изменяется прямо пропорционально сопротивлению нагрузки, так как

$$U = I_K / g_H = I_K r_H,$$

и если  $r_H = \infty$ , т. е. при размыкании цепи нагрузки, напряжение на зажимах источника тока должно быть бесконечно велико. Конечно, таких реальных источников тока не существует, поэтому теоретическое понятие источника тока следует применять для расчетов при изменениях сопротивления нагрузки в определенных пределах.

По отношению к внешней цепи источник э. д. с. может быть заменен эквивалентным источником тока. Условия эквивалентности определяются на основании того, что напряжение на выходных зажимах при обоих эквивалентных источниках должно быть одинаково. У источника э. д. с. напряжение

$$U = E - I r_{B1} = E - E \frac{r_{B1}}{r_{B1} + r_H} = E \frac{r_H}{r_{B1} + r_H};$$

у источника тока

$$U = \frac{I_K}{g_B + g_H} = I_K \frac{r_{B2} r_H}{r_{B2} + r_H}; \quad (2-2)$$

здесь  $r_{B1}$  — внутреннее сопротивление источника э. д. с., а  $g_B = 1/r_{B2}$  — внутренняя проводимость источника тока. Условие эквивалентности по отношению к внешней нагрузке обоих источников будет удовлетворено, если  $I_K = E/r_{B1}$  и  $r_{B1} = r_{B2}$ , в чем легко убедиться, подставив эти значения в выражение (2-2).

Однако в н у т р е н н и е энергетические условия двух этих источников эквивалентными не будут, так как потеря мощности внутри источника э. д. с. будет:

$$I^2 r_B = \left( \frac{E}{r_B + r_H} \right)^2 r_B,$$

а внутри источника тока

$$I_B^2 r_B = U^2 / r_B.$$

## 2-2. РАСЧЕТ СМЕШАННОГО СОЕДИНЕНИЯ ПРИЕМНИКОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ

При наличии в цепи только одного источника энергии в большинстве случаев цепь можно рассматривать как с м е ш а н н о е с о е д и н е н и е приемников энергии, т. е. в цепи несколько резисторов, соединенных между собой параллельно, включены после-

довательно с другими сопротивлениями (рис. 2-2). Часто смешанным соединением является соединение приемников энергии с источником энергии (приемники соединены между собой параллельно и включены последовательно с проводами линии передачи).

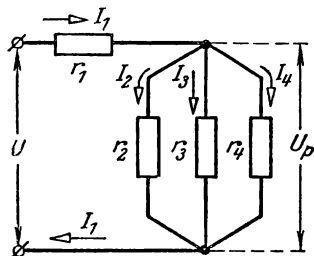


Рис. 2-2. Смешанное соединение приемников электрической энергии.

Расчет смешанного соединения целесообразно начинать с определения эквивалентной проводимости разветвления, а на основании этой проводимости легко найти обратную величину — эквивалентное сопротивление разветвления  $r_3$ . Для схемы на рис. 2-2 имеем:

$$g_3 = \frac{1}{r_2} + \frac{1}{r_3} + \frac{1}{r_4}; \quad r_3 = \frac{1}{g_3} = \frac{r_2 r_3 r_4}{r_2 r_3 + r_3 r_4 + r_4 r_2} = r_2 \parallel r_3 \parallel r_4.$$

После замены разветвления эквивалентным сопротивлением цепь можно рассчитывать как последовательное соединение; ток в неразветвленной части цепи

$$I_1 = U / (r_1 + r_3) = U / (r_1 + r_2 \parallel r_3 \parallel r_4).$$

Чтобы определить силу тока в ветвях разветвления, нужно определить сначала напряжение на разветвлении:

$$U_p = I_1 r_3,$$

затем легко найти токи в ветвях  $I_2 = U_p / r_2$ ,  $I_3 = U_p / r_3$  и  $I_4 = U_p / r_4$ .

### 2.3. ПРИМЕНЕНИЕ ЗАКОНОВ КИРХГОФА ДЛЯ РАСЧЕТОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

Все методы расчета сложных цепей основаны на двух законах Кирхгофа, так как электрическое состояние любой цепи полностью определяется этими законами. Обычной задачей расчета является определение токов, напряжений и мощностей всех или части участков цепи, причем известны элементы, составляющие цепь, и ее конфигурация. Последняя определяет схему цепи — число ветвей и узлов. Ветвь есть часть схемы, состоящая из соединенных между собой последовательно приемников и источников энергии (источников э. д. с. или токов). Ветвь соединяется с остальной схемой через два узла, к которым она примыкает.

Для составления уравнений двух законов Кирхгофа в рассчитываемой схеме следует предположительно разметить направление токов.

При составлении уравнений для узлов согласно первому закону Кирхгофа необходимо иметь в виду, что число независимых уравнений должно быть на единицу меньше числа узлов  $m$ , т. е. число уравнений будет  $m-1$ .

Ток каждой ветви схемы входит дважды в уравнения узлов, так как ветвь соединяется с двумя узлами. Вследствие этого уравнение последнего узла будет содержать только токи, уже вошедшие в уравнения остальных узлов, а для расчета такое уравнение будет бесполезным.

При составлении уравнений на основании второго закона Кирхгофа необходимо так выбирать контуры обхода, чтобы в каждый из них входило не менее одной ветви, не вошедшей в уже обойденные контуры. Лишь при этом условии полученные уравнения будут взаимно независимы. Число неизвестных токов равно числу ветвей  $n$ . Для определения этих неизвестных токов уже составлено  $m-1$  уравнений на основании первого закона Кирхгофа. Следовательно, на основании второго закона Кирхгофа должно быть составлено  $n-(m-1)$  уравнений.

Например, для простой схемы (рис. 2-3) можно составить два уравнения на основании первого закона Кирхгофа для двух узлов схемы:

$$I_1 + I_2 - I_3 = 0 \quad (2-3)$$

и

$$I_3 - I_1 - I_2 = 0. \quad (2-4)$$

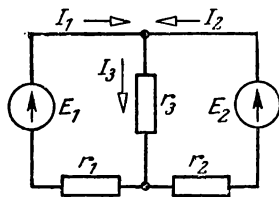


Рис. 2-3. Схема с двумя источниками э. д. с.

На основании второго закона Кирхгофа можно составить три уравнения для трех контуров схемы:

$$E_1 = I_1 r_1 + I_3 r_3; \quad (2-5)$$

$$E_2 = I_2 r_2 + I_3 r_3; \quad (2-6)$$

$$E_1 - E_2 = I_1 r_1 + I_2 r_2. \quad (2-7)$$

Но правильно составленные уравнения (2-4) и (2-7) бесполезны для расчета: уравнение (2-4) можно получить из (2-3) путем умножения его на  $(-1)$ , а уравнение (2-7) получается путем вычитания уравнения (2-6) из уравнения (2-5). Совместное решение всех  $n$  уравнений позволяет определить токи схемы, а затем и напряжения на отдельных участках. Если значение какого-либо тока окажется отрицательным, то из этого следует, что действительное направление тока противоположно предположенному в начале расчета напрялению.

Для проверки правильности расчетов можно использовать энергетические условия схемы: алгебраическая сумма мощностей, отдаваемых источниками э. д. с. или тока, должна быть равна сумме мощностей, поглощаемых всеми приемниками (сопротивлениями):

$$\sum_{k=1}^n E_k I_k = \sum_{k=1}^n I_k^2 r_k. \quad (2-8)$$

Если у какого-либо из источников энергии действительное направление тока противоположно направлению э. д. с., то мощность такого источника следует считать отрицательной — он является не

источником, а приемником энергии (например, заряжающийся аккумулятор).

Совместное решение системы уравнений, составленных на основании двух законов Кирхгофа, часто требует значительной затраты времени. Поэтому желательно, когда это возможно, вести расчеты более простым путем. В частности, если рассчитываемая схема содержит один источник э. д. с., то в большинстве случаев ее можно рассматривать как смешанное соединение приемников энергии и рассчитывать на основании закона Ома. Ниже мы рассмотрим несколько методов, служащих для упрощения расчетов.

## 2-4. МЕТОД ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СХЕМЫ

В ряде случаев расчет сложной схемы, состоящей из линейных сопротивлений, существенно упрощается, если в этой схеме заменить группу сопротивлений другой эквивалентной группой сопротивлений, в которой сопротивления соединены иначе, чем в замещаемой группе. Взаимная эквивалентность двух групп сопротивлений выразится в том, что после замены электрические условия во всей остальной схеме не изменятся. Простейшим примером такого преобразования являлась рассмотренная в § 2-2 замена нескольких соединенных

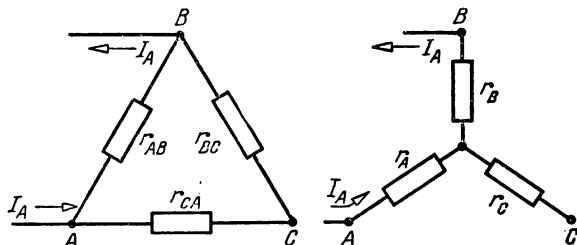


Рис. 2-4. Соединение сопротивлений по схеме треугольника и звезды.

параллельно сопротивлений одним эквивалентным сопротивлением.

В общем случае любая  $n$ -лучевая звезда сопротивлений может быть замещена полным  $n$ -сторонним многоугольником. В обратном направлении преобразование

возможно в ограниченном числе случаев. В частности, преобразования в обоих направлениях возможны для соединений по схеме треугольника и трехлучевой звезды. Подобное преобразование часто применяется для сложных цепей постоянного тока и особенно важно при расчетах сложных цепей трехфазного тока (гл. 6).

Условия эквивалентности звезды и треугольника проще всего определяются посредством сопоставления межузловых сопротивлений и проводимостей двух этих схем. Возьмем некоторый источник напряжения и присоединим к нему сначала узлы  $A$  и  $B$  треугольника (рис. 2-4), затем — одноименные узлы звезды. В случае эквивалентности треугольника и звезды в обоих случаях сила тока  $I_A$ , которой будет нагружен источник, должна быть одинакова, что будет иметь место, если одинаковы проводимости, а следовательно, и сопротивления между узлами  $A$  и  $B$  треугольника и звезды. Это равенство сопротивлений должно иметь место также при включении к источнику энергии узлов  $B$  и  $C$ , а затем и узлов  $C$  и  $A$ .



Проводимость между узлами  $A$  и  $B$  треугольника складывается из проводимости стороны  $AB$ , равной  $1/r_{AB}$ , и проводимости, образуемой соединенными последовательно по отношению к узлам  $A$ ,  $B$  сторон  $BC$  и  $CA$ . Эта проводимость равна  $1/(r_{BC} + r_{CA})$ . Следовательно, общая проводимость между узлами  $A$  и  $B$  треугольника равна:

$$\frac{1}{r_{AB}} + \frac{1}{r_{BC} + r_{CA}} = \frac{r_{AB} + r_{BC} + r_{CA}}{r_{AB}r_{BC} + r_{CA}r_{AB}}.$$

Сопротивление между узлами  $A$ ,  $B$  треугольника — величина, обратная проводимости между этими узлами, т. е. оно равно  $(r_{AB}r_{BC} + r_{CA}r_{AB}) / (r_{AB} + r_{BC} + r_{CA})$ .

При соединении звездой сопротивление между теми же узлами  $A$ ,  $B$  будет равно сумме сопротивлений двух соответствующих лучей звезды, т. е. оно будет равно  $r_A + r_B$ .

Согласно условию эквивалентности должно иметь место равенство

$$r_A + r_B = \frac{r_{AB}r_{BC} + r_{CA}r_{AB}}{r_{AB} + r_{BC} + r_{CA}} = \frac{r_{AB}r_{BC} + r_{CA}r_{AB}}{\Sigma r_{\Delta}}; \quad (2-9)$$

здесь  $\Sigma r_{\Delta}$  — сумма сопротивлений всех трех сторон треугольника.

Структура схем звезды и треугольника по отношению к узлам симметрична, поэтому уравнения равенства сопротивлений для узлов  $B$ ,  $C$ , а затем и для узлов  $C$ ,  $A$  можно получить из (2-9) путем простой циклической перестановки индексов:

$$r_B + r_C = \frac{r_{BC}r_{CA} + r_{AB}r_{BC}}{\Sigma r_{\Delta}}; \quad (2-10)$$

$$r_C + r_A = \frac{r_{CA}r_{AB} + r_{BC}r_{CA}}{\Sigma r_{\Delta}}. \quad (2-11)$$

Чтобы определить  $r_A$ , сложим (2-9) и (2-11) и вычтем из этой суммы (2-10); разделив последнюю на 2, найдем:

$$r_A = r_{AB}r_{CA} / \Sigma r_{\Delta}. \quad (2-12)$$

Два остальных уравнения получим путем простой циклической перестановки индексов в правой части:

$$r_B = r_{BC}r_{AB} / \Sigma r_{\Delta} \quad (2-13)$$

и

$$r_C = r_{CA}r_{BC} / \Sigma r_{\Delta}. \quad (2-14)$$

Эти же соотношения можно получить при помощи уравнений двух законов Кирхгофа.

В случае, когда все три сопротивления сторон треугольника одинаковы:  $r_{AB} = r_{BC} = r_{CA} = r_{\Delta}$ , сопротивления лучей звезды тоже будут одинаковы, причем

$$r_Y = r_{\Delta} / 3. \quad (2-15)$$

При некоторых расчетах целесообразно осуществить обратное преобразование звезды в эквивалентный треугольник. Чтобы составить уравнения для такого преобразования, перемножим попарно

выражения (2-12), (2-13) и (2-14) и, сложив полученные произведения, получим:

$$r_A r_B + r_B r_C + r_C r_A = r_{AB} r_{BC} r_{CA} / (r_{AB} + r_{BC} + r_{CA}),$$

затем последнее выражение разделим на (2-14) и таким путем определим

$$r_{AB} = r_A + r_B + r_A r_B / r_C, \quad (2-16)$$

после этого посредством циклической перестановки индексов найдем выражения сопротивлений остальных двух сторон эквивалентного треугольника:

$$r_{BC} = r_B + r_C + r_B r_C / r_A; \quad (2-17)$$

$$r_{CA} = r_C + r_A + r_C r_A / r_B. \quad (2-18)$$

Рис. 2-5. Упрощение схемы электрической цепи посредством замены соединения по схеме треугольника эквивалентным соединением по схеме звезды.

Характерным примером упрощения расчетов благодаря преобразованию схемы может служить преобразование мостовой схемы (рис. 2-5, а). После замены одного из треугольников, образующих мост, звездой схему (рис. 2-5, б) можно рассматривать как смешанное соединение сопротивлений.

## 2-5. МЕТОД УЗЛОВОГО НАПЯЖЕНИЯ

Часто рассчитываемая схема цепи содержит только два узла или легко может быть преобразована в подобную схему. Наиболее простым методом расчета в этом случае является метод узлового напряжения.

На рис. 2-6 показана в обобщенном виде схема цепи, состоящей из  $n$  ветвей, сходящихся в двух общих узлах  $a$  и  $b$ . Разность потенциалов этих узлов можно выразить через э. д. с.  $E_k$ , силу тока  $I_k$  и сопротивление  $r_k$  любой из ветвей, так как эти ветви по отношению к узлам  $a$  и  $b$  соединены между собой параллельно:

$$\varphi_b = \varphi_a + I_k r_k - E_k$$

или

$$\varphi_a - \varphi_b = U_{ab} = E_k - I_k r_k;$$

здесь  $U_{ab}$  — узловое напряжение схемы.

На основании этих соотношений ток

$$I_k = (E_k - U_{ab}) g_k; \quad (2-19)$$

здесь  $g_k = 1/r_k$  — проводимость  $k$ -й ветви.

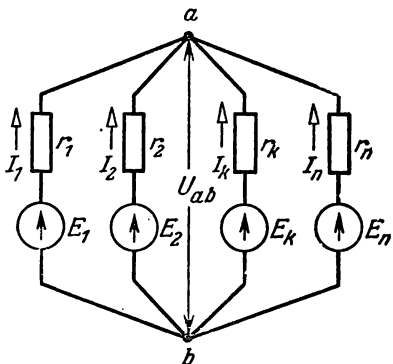
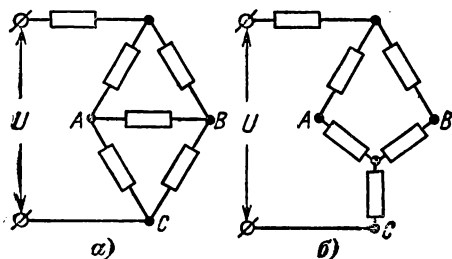


Рис. 2-6. Схема цепи с двумя узлами.

Условно принято, и это особенность метода, что все токи и э. д. с. направлены к одному из узлов схемы, к узлу  $a$ . В действительности, конечно, некоторые токи должны иметь обратное направление. При расчете численных значений такие токи будут выражены отрицательными величинами.

Согласно первому закону Кирхгофа алгебраическая сумма токов в узле схемы должна быть равна нулю:

$$I_1 + I_2 + \dots + I_k + \dots + I_n = \sum_{k=1}^n I_k = 0 = \sum_{k=1}^n (E_k - U_{ab}) g_k,$$

поэтому узловое напряжение схемы выражается через ее параметры следующим образом:

$$U_{ab} = \sum_{k=1}^n E_k g_k / \sum_{k=1}^n g_k. \quad (2-20)$$

## 2-6. МЕТОД КОНТУРНЫХ ТОКОВ

Этот метод относительно сложен, но зато он может быть применен для расчета любой линейной цепи постоянного или переменного токов.

Для расчета по методу контурных токов схема сложной цепи по кратчайшим путям разбивается на отдельные контуры — ячейки (рис. 2-7). Затем в каждом из контуров произвольно выбирается направление контурного тока, т. е. тока, замыкающегося

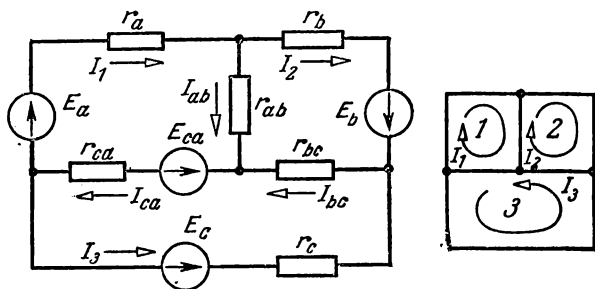


Рис. 2-7. Схема сложной цепи и ее подразделение на контуры.

только в данном контуре. Токи в ветвях, являющихся общими для двух или более контуров, определяются на основании первого закона Кирхгофа как алгебраическая сумма соответствующих контурных токов. В схеме на рис. 2-6  $I_{ab} = I_1 - I_2$ ;  $I_{bc} = I_2 + I_3$ ;  $I_{ca} = I_3 + I_1$ . Благодаря такой подстановке соответственно уменьшается число рассчитываемых токов, а уравнения схемы составляются на основании только второго закона Кирхгофа, причем направление обхода контуров берется совпадающим с направлением контурных токов.

Например, для схемы рис. 2-7 справедливы три контурных уравнения:

$$\begin{aligned} E_a - E_{ca} &= I_1 r_a + (I_1 - I_2) r_{ab} + (I_1 + I_3) r_{ca}; \\ E_b &= I_2 r_b + (I_2 - I_1) r_{ab} + (I_2 + I_3) r_{bc}; \\ E_c - E_{ca} &= I_3 r_c + (I_3 + I_1) r_{ca} + (I_3 + I_2) r_{bc}. \end{aligned}$$

Будем рассматривать алгебраическую сумму э. д. с. в контуре как контурную э. д. с. и соответственно обозначим:

$$E_1 = E_a - E_{ca}, \quad E_2 = E_b, \quad E_3 = E_c - E_{ca}.$$

Сумму сопротивлений сторон контура будем называть **к о н т у р н ы м с о п р о т и в л е н и е м** и обозначим:

$$r_{11} = r_a + r_{ab} + r_{ca}; \quad r_{22} = r_b + r_{ab} + r_{bc}; \quad r_{33} = r_c + r_{bc} + r_{ca}.$$

Таким образом, три уравнения схемы рис. 2-7 можем записать в следующем виде:

$$\begin{aligned} E_1 &= I_1 r_{11} + (-I_2) r_{ab} + I_3 r_{ca}; \\ E_2 &= -I_1 r_{ab} + I_2 r_{22} + I_3 r_{bc}; \\ E_3 &= I_1 r_{ca} + I_2 r_{bc} + I_3 r_{33}. \end{aligned}$$

Для единообразия построения уравнений условимся считать отрицательными сопротивления тех смежных ветвей двух контуров, ток в которых противоположен по направлению току рассматриваемого контура. В частности, для схемы рис. 2-7 обозначим:

$$r_{12} = r_{21} = -r_{ab}; \quad r_{23} = r_{32} = r_{bc} \quad \text{и} \quad r_{13} = r_{31} = r_{ca}.$$

После такой замены получим:

$$\begin{aligned} E_1 &= I_1 r_{11} + I_2 r_{12} + I_3 r_{13}; \\ E_2 &= I_1 r_{21} + I_2 r_{22} + I_3 r_{23}; \\ E_3 &= I_1 r_{31} + I_2 r_{32} + I_3 r_{33}. \end{aligned}$$

Если обратиться к общему случаю схемы, состоящей из ячеек, то ее контурное уравнение в обобщенном виде будет:

$$E_k = I_1 r_{k1} + I_2 r_{k2} + \dots + I_k r_{kk} + \dots + I_n r_{kn}. \quad (2-21)$$

Всего для схемы может быть составлено  $n$  уравнений. Эта система уравнений может быть решена для контурных токов в общей форме с помощью метода определителей:

$$I_k = \frac{\Delta_{k1}}{\Delta} E_1 + \frac{\Delta_{k2}}{\Delta} E_2 + \dots + \frac{\Delta_{kk}}{\Delta} E_k + \dots + \frac{\Delta_{kn}}{\Delta} E_n; \quad (2-22)$$

здесь определитель системы уравнений

$$\Delta = \begin{vmatrix} r_{11} & r_{12} & \dots & r_{1k} & \dots & r_{1n} \\ r_{21} & r_{22} & \dots & r_{2k} & \dots & r_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ r_{k1} & r_{k2} & \dots & r_{kk} & \dots & r_{kn} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ r_{n1} & r_{n2} & \dots & r_{nk} & \dots & r_{nn} \end{vmatrix}, \quad (2-23)$$

а  $\Delta_{k1}, \Delta_{k2}, \dots, \Delta_{kh}, \dots, \Delta_{kn}$  — алгебраические дополнения определителя, получаемые из  $\Delta$  посредством вычеркивания в этом определителе  $k$ -й строки и  $n$ -го столбца и умножения вновь полученного определителя на  $(-1)^{k+n}$ .

В частности, для трехконтурной схемы рис. 2-7 уравнение контурного тока будет в общем виде:

$$I_k = \frac{\Delta_{k1}}{\Delta} E_1 + \frac{\Delta_{k2}}{\Delta} E_2 + \frac{\Delta_{k3}}{\Delta} E_3;$$

здесь определитель третьего порядка

$$\Delta = \begin{vmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} \\ r_{21} & r_{22} & r_{23} \\ r_{31} & r_{32} & r_{33} \end{vmatrix} = r_{11}r_{22}r_{33} + r_{21}r_{32}r_{13} + r_{31}r_{12}r_{23} - r_{11}r_{32}r_{23} - \\ - r_{21}r_{12}r_{33} - r_{31}r_{22}r_{13} = r_{11}\Delta_{11} + r_{21}\Delta_{21} + r_{31}\Delta_{31}.$$

Алгебраические дополнения определителя системы:

$$\Delta_{11} = \begin{vmatrix} r_{22} & r_{23} \\ r_{32} & r_{33} \end{vmatrix} = r_{22}r_{33} - r_{23}r_{32}; \quad \Delta_{12} = \Delta_{21} = -(r_{12}r_{33} - r_{32}r_{31}) \text{ и т. д.}$$

Таким образом, при пользовании методом контурных токов нет надобности составлять уравнения законов Кирхгофа, а достаточно рассчитать определители и на основании такого расчета найти контурные токи, применив для этого обобщенное уравнение контурного тока (2-22).

Вторым универсальным методом расчета сложных электрических цепей является метод узловых потенциалов (называемый также методом узловых напряжений). Он представляет собой расширение метода узлового напряжения (см. § 2-5) на расчеты схем с любым числом узлов.

## 2-7. ПРИНЦИП И МЕТОД НАЛОЖЕНИЯ

Для самых различных расчетов (цепей постоянного и переменного токов, электрических и магнитных полей и т. д.) широко используется принцип наложения (принцип суперпозиции). Он является прямым следствием общих свойств линейных уравнений и может быть применен ко всем электрическим явлениям, описываемым линейными уравнениями<sup>1</sup>.

В частности, что касается электрических цепей, то согласно принципу наложения ток в любой ветви сложной схемы, содержащей несколько источников э. д. с., можно рассчитывать как алгебраическую сумму токов, возникающих в рассматриваемой ветви при независимом действии отдельных э. д. с. схемы.

<sup>1</sup> В механике принцип наложения именуется принципом независимого действия сил, согласно которому движение тела под действием нескольких сил можно рассматривать как результат сложения движений, вызываемых каждой силой в отдельности.

В математической форме это общее положение наглядно подтверждает уравнение контурного тока (2-22):

$$I_k = \frac{\Delta_{k1}}{\Delta} E_1 + \dots + \frac{\Delta_{kk}}{\Delta} E_k + \dots + \frac{\Delta_{kn}}{\Delta} E_n.$$

В правой части этого уравнения каждое из слагаемых представляет собой тот ток, который возникал бы в  $k$ -й ветви, если бы действовала только одна из контурных э. д. с., а все остальные э. д. с. были бы равны нулю, а на их месте в схеме было бы оставлено только внутреннее сопротивление источника э. д. с. Принцип наложения может быть применен и для источников тока.

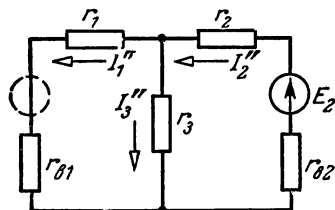
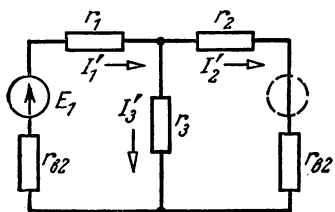
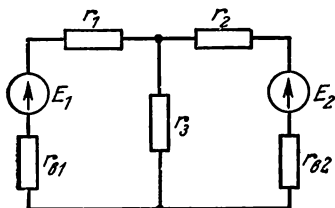


Рис. 2-8. Схема цепи с двумя источниками э. д. с. и две соответствующие ей схемы наложения.

На принципе наложения основан расчет цепей по методу наложения. Согласно этому методу при расчете схемы, содержащей несколько источников э. д. с., поочередно полагаются равными нулю все э. д. с., кроме одной. Производится расчет токов в схеме, создаваемых действием одной этой э. д. с. Расчет производится отдельно для каждой из э. д. с., содержащейся в схеме. Действительные значения токов в отдельных ветвях схемы определяются посредством алгебраического сложения токов, создаваемых независимым действием отдельных э. д. с.

На рис. 2-8 показана последовательность расчета по методу наложения схемы, содержащей только два источника э. д. с.

Сначала исключается э. д. с.  $E_2$ , но на месте ее источника в схеме сохраняется внутреннее сопротивление  $r_{B2}$  (если его нужно учитывать). После исключения  $E_2$  схема представляет собой простое смешанное соединение, поэтому ток в ее неразветвленной части

$$I'_1 = \frac{E_1}{r_1 + r_{B1} + \frac{(r_2 + r_{B2}) r_3}{r_2 + r_{B2} + r_3}},$$

а токи в двух ветвях схемы

$$I'_2 = \frac{E_1 - I'_1 (r_1 + r_{B1})}{r_2 + r_{B2}}; \quad I'_3 = \frac{E_1 - I'_1 (r_1 + r_{B1})}{r_3}.$$

Затем в схеме исключается  $E_1$  и при наличии только э. д. с.  $E_2$  рассчитываются токи  $I''_2$ ,  $I''_1$  и  $I''_3$ .

Токи в схеме при наличии всех источников э. д. с.

$$I_1 = I'_1 - I''_1; I_2 = I'_2 - I''_2; I_3 = I'_3 + I''_3.$$

Существенным недостатком метода наложения является требование повышенной точности расчетов в тех случаях, когда налагаемые токи имеют противоположное направление и близки по величине. Такая повышенная точность в подобных условиях необходима из-за того, что относительно небольшая погрешность в расчете налагаемого тока может обусловить большую погрешность в окончательном результате. Например, если в схеме рис. 2-8  $I'_1 = 109$  А,  $I''_1 = 108$  А, следовательно, ток  $I_1 = 1$  А, т. е. погрешность в расчете  $I_1$  может выражаться в десятках процентов при погрешности для  $I'_1$  и  $I''_1$  в долях процента.

## 2-8. МЕТОД ЭКВИВАЛЕНТНОГО ГЕНЕРАТОРА

Этот метод целесообразно применять в тех случаях, когда требуется рассчитать ток только в одной ветви  $ab$  (рис. 2-9) сложной схемы. Подобного рода задачи часто встречаются при расчетах устройств для электрических измерений неэлектрических величин, автоматического регулирования и т. п.

Сложная цепь, содержащая источники э. д. с. и постоянные сопротивления, является источником напряжения по отношению к некоторой ветви  $ab$ , с которой соединяется через два зажима:  $a - b$  (два полюса). Такая сложная цепь представляет собой по отношению к ветви  $ab$  активный линейный двухполюсник. Такой двухполюсник, независимо от его внутренней схемы и числа содержащихся в нем источников электроэнергии, может быть заменен одним эквивалентным источником э. д. с., обладающим определенным внутренним сопротивлением. Эти э. д. с. и сопротивление определяются на основании следующего.

Мысленно введем в ветвь  $ab$  источник, э. д. с.  $E_1$  которого должна быть такой величины, чтобы ток в ветви  $ab$  исчез. Это произойдет, если эта э. д. с. будет равна по величине и противоположна по направлению напряжению холостого хода  $U_{ab0}$  ветви  $ab$ , т. е. напряжению между зажимами  $ab$  при  $r_{ab} = \infty$ . С увеличением  $r_{ab}$  возрастает в той или иной мере напряжение  $U_{ab}$ , так как уменьшение тока  $I_{ab}$  уменьшает внутреннюю потерю напряжения в двухполюснике. По этой причине  $U_{ab0}$  является максимальным значением напряжения  $U_{ab}$ .

Затем введем в эту же ветвь вторую э. д. с.  $E_2 = U_{ab0}$  (рис. 2-9, е). Она полностью компенсирует действие  $E_1$ , и в ветви восстановится исходный ток  $I_{ab}$ .

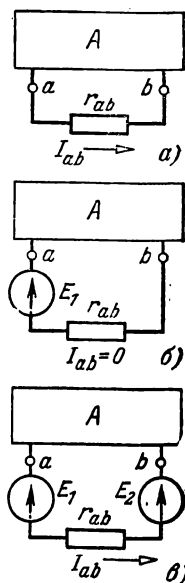


Рис. 2-9. Активный двухполюсник.

Но на основании принципа наложения можно считать, что ток создан только независимым действием э. д. с.  $E_2$ , исходя из того, что первоначально э. д. с. двухполюсника создала ток  $+I_{ab}$ , а э. д. с.  $E_1$  создала ток  $-I_{ab}$ . Следовательно,

$$I_{ab} = E_2 / (r_{ab} + r_k),$$

где  $r_k$  — входное сопротивление двухполюсника по отношению к зажимам  $a, b$ , причем все внутренние источники э. д. с. считаются замкнутыми.

Заменив  $E_2 = U_{ab0}$ , получим формулу, определяющую ток  $I_{ab}$ , через напряжение холостого хода и сопротивление короткого замыкания двухполюсника

$$I_{ab} = U_{ab0} / (r_{ab} + r_k). \quad (2-24)$$

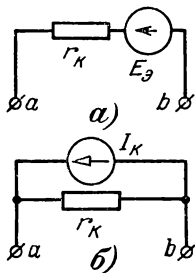


Рис. 2-10. Замена активного двухполюсника эквивалентным генератором э. д. с. или эквивалентным генератором тока.

На основании этого описанный метод часто называется методом холостого хода и короткого замыкания. Этому названию соответствуют опыты, которые позволяют определить  $U_{ab0}$  и  $r_k$ . Для определения  $U_{ab0}$  нужно измерить напряжение между зажимами  $a, b$  при разомкнутой ветви  $ab$ . Для определения  $r_k$  нужно замкнуть зажимы  $a, b$  накоротко (на амперметр с относительно малым собственным сопротивлением) и измерить ток  $I_{abk}$  на основании (2-24):

$$r_k = U_{ab0} / I_{abk}.$$

В других случаях нагляднее считать  $U_{ab0} = E_2$  и заменять в расчетных схемах активный двухполюсник эквивалентным генератором, соединенным последовательно с резистором (рис. 2-10, а), который можно рассматривать как внутреннее сопротивление эквивалентного генератора.

Расчет  $U_{ab0} = E_2$  и  $r_k$  часто относительно сложен. Тем не менее применение данного метода существенно упрощает вычисления, особенно в тех случаях, когда нужно силу тока  $I_{ab}$  определить при нескольких значениях сопротивления  $r_{ab}$ . Иногда целесообразно при расчетах (в особенности в схемах с электронными и полупроводниковыми элементами) заменить активный двухполюсник не эквивалентным генератором э. д. с., а эквивалентным генератором тока. В этом случае неизменная сила тока генератора

$$I_k = E_2 / r_k,$$

а сопротивление  $r_k$  присоединяется параллельно этому источнику тока (рис. 2-10, б).

## 2.9. СОГЛАСОВАНИЕ СОПРОТИВЛЕНИЙ

В технике связи, электронике, автоматике и т. д. очень часто желательно передать нагрузке (исполнительному механизму) наибольшую возможную в данных условиях мощность, причем к. п. д. передачи имеет второстепенное значение.



Простейшим случаем такой передачи является передача энергии некоторого источника э. д. с.  $E$  по проводам приемнику, обладающему сопротивлением  $r_n$  (рис. 2-11). Мощность, потребляемая нагрузкой при такой схеме,

$$P_n = U_n I = I^2 r_n,$$

где  $U_n$  — напряжение на зажимах нагрузки. Обозначим через  $r$  сумму внутреннего сопротивления источника э. д. с. и сопротивления проводов; сила тока в рассматриваемой цепи  $I = E/(r + r_n)$ , на основании чего мощность

$$P_n = E^2 r_n / (r + r_n)^2.$$

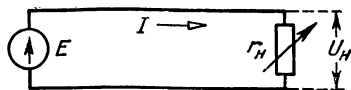


Рис. 2-11. Схема линии передачи энергии.

При двух предельных значениях  $r_n = 0$  и  $r_n = \infty$  мощность нагрузки равна нулю, так как в первом случае равно нулю напряжение нагрузки, а во втором случае — сила тока нагрузки. Следовательно, некоторому определенному значению  $r_n$  соответствует наибольшее возможное (при данных  $E$  и  $r$ ) значение мощности нагрузки. Чтобы определить это значение  $r_n$ , приравняем нулю первую производную от мощности нагрузки по  $r_n$

$$dP_n/dr_n = E^2 [(r + r_n)^2 - r_n(2r + 2r_n)] / (r + r_n)^4 = 0.$$

Так как знаменатель этого выражения не равен бесконечности,

$$(r + r_n)^2 - 2r_n r - 2r_n^2 = 0,$$

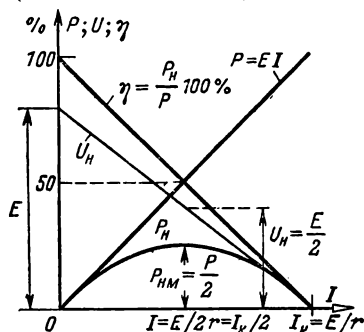


Рис. 2-12. Характеристики линии передачи в зависимости от силы тока.

следовательно

$$r_n = r, \quad (2-25)$$

т. е. мощность нагрузки максимальна, когда сопротивление нагрузки равно сумме сопротивлений устройств, передающих энергию. Эта максимальная мощность

$$P_{n, \text{м}} = (E/2r)^2 r = E^2/4r.$$

Выполнение условия (2-25) называется **согласованием сопротивлений**.

На рис. 2-12 показаны кривые зависимости от силы тока: мощности нагрузки  $P_n$ , мощности  $P$ , отдаваемой источником энергии, и напряжения  $U_n$  на зажимах нагрузки.

Рассматриваемая передача энергии имеет к. п. д.

$$\eta = P_n/P = I^2 r_n / I^2 (r_n + r) = r_n / (r_n + r),$$

и при согласовании сопротивлений  $\eta = 0,5$ , т. е. половина энергии

теряется в передающей системе. Такой низкий к. п. д. совершенно неприемлем для электроэнергетических систем, где потеря энергии при передаче не превышает примерно 10%.

Но в устройствах электросвязи, автоматики и т. п. передаваемая мощность по абсолютной величине мала. Она измеряется часто в милливаттах; поэтому энергетической существенной ценности такая мощность собой не представляет. Но важно, чтобы как можно большая доля этой мощности была использована в исполнительном механизме (например, в телефонной трубке). По указанной причине в соответствующих отраслях электротехники согласование сопротивлений является одной из важнейших задач.

Мы определили условие максимума мощности нагрузки для простейшего случая — для линии передачи. Но легко видеть, что это условие имеет более широкое значение. Достаточно вспомнить, что сколь угодно сложную линейную схему, содержащую источники энергии и соединенную с нагрузкой через два зажима, можно заменить эквивалентным генератором, обладающим э. д. с.  $E_0$  и внутренним сопротивлением  $r_k$  (см. § 2-8). К такому эквивалентному генератору (замещающему любой активный двухполюсник) применимо условие согласования сопротивлений, т. е. он будет отдавать максимальную мощность при замыкании на сопротивление нагрузки  $r_n = r_k$ .

## 2-10. НЕЛИНЕЙНЫЕ ЦЕПИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Во всякой цепи сила тока или величина напряжения в какой-то степени влияет на параметры цепи, в частности на ее сопротивление. Таким образом, любая цепь в какой-то мере нелинейна. Но в большом числе случаев эта нелинейность невелика, и при расчетах можно рассматривать цепь как линейную. Затем, если необходимо учесть влияние нелинейности, можно внести некоторые дополнительные поправки в результаты расчетов, например учесть влияние нагревания на сопротивление обмотки электрической машины.

В современной электротехнике большую роль играют цепи, в которых нелинейность выражена очень резко, и они часто используются для тех или иных практических целей (например, в стабилизаторах, в магнитных усилителях). Существуют два основных метода расчета нелинейных цепей — графический и аналитический.

При использовании графического метода расчета последовательность операций сохраняется примерно той же, что и при расчетах линейных цепей, только вместо сложения или вычитания отдельных значений напряжений или токов производится сложение или вычитание абсцисс или ординат соответствующих вольт-амперных характеристик.

В качестве примера сложения характеристик рассмотрим последовательное соединение нелинейного элемента (н. э.) с постоянным сопротивлением  $r$ . На рис. 2-13 показаны вольт-амперная характеристика нелинейного элемента  $U_1 = F(I)$  и прямая  $U_2 = Ir$ , являющаяся вольт-амперной характеристикой постоянного сопротивления  $r$ . Если известно напряжение источника энергии, то для опре-

деления силы тока  $I$  и частичных напряжений нужно построить вольт-амперную характеристику цепи в целом. Но общее напряжение  $U = U_1 + U_2$ , а определенному значению силы тока  $I$  соответствуют определенные значения частичных напряжений  $U_1$  и  $U_2$ . Оба эти значения определяются как абсциссы двух точек вольт-амперных характеристик элементов цепи, соответствующих одной и той же ординате  $I$ . Сложив эти абсциссы, определим в масштабе построения общее напряжение  $U$ , соответствующее силе тока  $I$ . Путем сложения абсцисс двух характеристик можно построить вольт-амперную характеристику цепи в целом  $U = F_1(I)$ . Пользуясь таким построением, на основании вольт-амперной характеристики цепи в целом и характеристик ее элементов легко определить силу тока  $I$  и частичные напряжения  $U_1$  и  $U_2$ , соответствующие любому значению напряжения  $U$  на зажимах цепи.

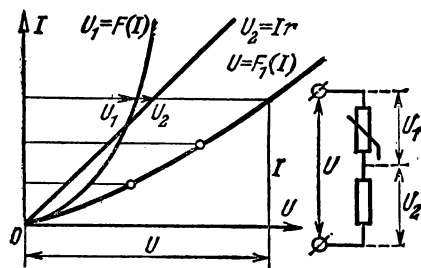


Рис. 2-13. Вольт-амперные характеристики нелинейного и линейного приемников электроэнергии и результирующая характеристика для их последовательного соединения.

Для определения режима нелинейной последовательной цепи, состоящей из постоянного сопротивления  $r$  и нелинейного элемента, можно применить графическое вычитание. Рассматриваемая цепь

содержит источник постоянной э. д. с.  $E$ . Напряжение на зажимах нелинейного элемента

$$U_2 = E - Ir;$$

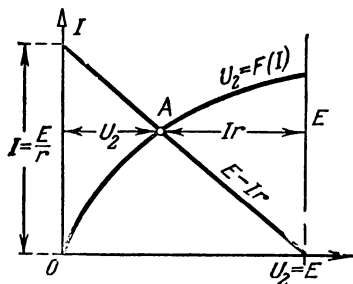


Рис. 2-14. Определение рабочей точки на основании внешней характеристики источника электроэнергии и характеристики приемника.

в системе координат  $U, I$  — это уравнение прямой линии, которая пересекает ось абсцисс в точке  $U_2 = E$ , а ось ординат — в точке  $I = E : r$ . Вольт-амперная характеристика нелинейного элемента  $U_2 = F(I)$  пересечет прямую внешней характеристики в некоторой точке, которая определит рабочий режим цепи. Можно рассматривать источник э. д. с.  $E$  и линейное сопротивление  $r$  как изображающие эквивалентный генератор, тогда прямая  $E - Ir = U_2$  является нагрузочной характеристикой эквивалентного генератора.

Графическое определение рабочих точек, показанное на рис. 2-14, часто применяется для электронных ламп (см. § 12-6).

Графический расчет смешанного соединения, содержащего нелинейные элементы (рис. 2-15), ведется в таком же порядке, в каком

ведется аналитический расчет смешанного соединения линейных сопротивлений. Сначала на основании вольт-амперных характери-

стик двух параллельно соединенных ветвей нужно построить характеристику разветвления, для чего сложить ординаты характеристик ветвей, т. е. определить зависимость общей силы тока разветвления  $I_1 = I_2 + I_3$  от напряжения разветвления  $U_p$ , после чего задача сводится к построению характеристики цепи в целом. Для этого

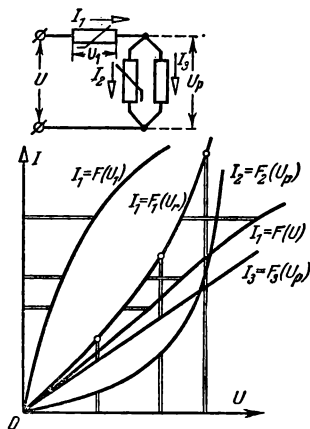


Рис. 2-15. Графический расчет смешанного соединения приемников электроэнергии.

нужно сложить абсциссы, изображающие частичные напряжения, соответствующие одному и тому же значению силы тока  $I_1$ .

Из числа аналитических методов расчета нелинейных цепей наиболее широкое применение имеет линеаризация характеристик с введением понятия дифференциальных параметров нелинейных элементов (называемых также динамическими параметрами).

Если в пределах некоторого участка нелинейная характеристика может быть приближенно заменена прямой, то в этих пределах отношение изменений двух электрических величин, обычно напряжения  $\Delta u$  и силы тока  $\Delta i$ , — величина постоянная, т. е.

$$\Delta u / \Delta i = \text{const},$$

или в пределе  $du/di = \text{const}$ . Эта величина именуется дифференциальным параметром цепи. В частности,  $du/di = r_d$  называется дифференциальным (или динамическим) сопротивлением. В отличие от дифференциального сопротивления для той же цепи отношение  $u/i = r_c$  именуется статическим сопротивлением. Если же вольт-амперная характеристика цепи или ее отдельного элемента линейна, то  $r_d = r_c$ .

В расчетах электронных устройств применяются главным образом дифференциальные параметры.

Пользуясь дифференциальными параметрами, можно составить эквивалентную схему для нелинейного элемента цепи и таким путем получить возможность рассматривать цепь как линейную при условии, что изменения режима цепи не выводят последнюю за пределы линеаризованного участка характеристики.

На рис. 2-16 приведена нелинейная характеристика, участок которой, лежащий выше точки  $a$ , можно приближенно считать линейным и, следовательно, изобразить прямой линией. Продолжим эту

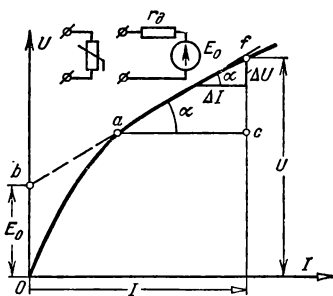


Рис. 2-16. Вольт-амперная характеристика и эквивалентная схема нелинейного резистора с уменьшающимся с увеличением тока сопротивлением.

прямую до пересечения с осью напряжений, на которой она отсечет определенный отрезок. Будем считать, что этот отрезок изображает в масштабе построения некоторую фиктивную э. д. с.  $E_0$ .

Линейному участку характеристики соответствует дифференциальное сопротивление

$$r_d = du/di = m_r \operatorname{tg} \alpha.$$

На основании подобия треугольников:

$$r_d = m_r \operatorname{tg} \alpha = m_r \frac{fc}{ac} = \frac{U - E_0}{I}, \quad (2-26)$$

где  $m_r$  — коэффициент, определяемый масштабами оси абсцисс и оси ординат.

Таким образом, согласно (2-26) напряжение на зажимах нелинейного элемента  $U = E_0 + Ir_d$ . На основании последнего выражения нелинейный элемент, пока он находится под напряжением  $U > U_a$ , можно заменить эквивалентной схемой, состоящей из источника постоянной э. д. с.  $E_0$  и постоянного сопротивления  $r_d$ , как это показано на рис. 2-16.

Если характеристика за точкой перегиба  $a$  наклонена в сторону оси напряжения (например, характеристика сопротивления с значительным положительным температурным коэффициентом), то в этом случае прямая, изображающая линейный участок характеристики, при продолжении отсечет на отрицательной части оси напряжения отрезок, изображающий в масштабе построения  $E_0$  (рис. 2-17). В таком случае

$$r_d = m_r \operatorname{tg} \alpha = m_r \frac{fc}{bc} = \frac{U + E_0}{I},$$

уравнение напряжения будет:

$$U = -E_0 + Ir_d,$$

а эквивалентная схема нелинейного элемента будет отличаться от предыдущей (рис. 2-16) только направлением э. д. с.  $E_0$ .

Линеаризацию двух различных нелинейных элементов используем для расчета стабилизатора напряжения, который состоит из двух нелинейных элементов (рис. 2-18).

Стабилизатором напряжения называется устройство для автоматического поддержания постоянства напряжения на зажимах приемников энергии. Обычно такое устройство

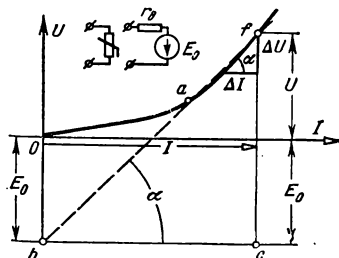


Рис. 2-17. Вольт-амперная характеристика и эквивалентная схема резистора с возрастающим с увеличением тока сопротивлением.

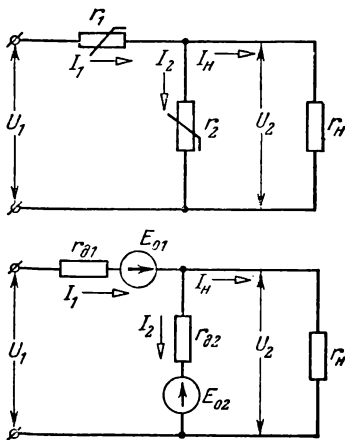


Рис. 2-18. Схема стабилизатора напряжения на нелинейных сопротивлениях и эквивалентная схема этого стабилизатора.

имеет два входных зажима, соединяемых с источником напряжения, и два выходных зажима, соединяемых с нагрузкой. Значительное изменение входного напряжения  $\Delta U_1$  вызывает относительно малое изменение  $\Delta U_2$  выходного напряжения стабилизатора.

Отношение относительного изменения входного напряжения к относительному изменению выходного напряжения называется коэффициентом стабилизации, т. е.

$$k_{\text{стаб}} = \Delta U_1 / U_1 : \Delta U_2 / U_2$$

или в пределе

$$k_{\text{стаб}} = \frac{U_2}{U_1} \frac{dU_1}{dU_2}. \quad (2-27)$$

В устройствах автоматики и электроники стабилизация напряжения часто необходима для нормальной работы. Стабилизаторы на нелинейных сопротивлениях применяются обычно в случаях приемников малой мощности. На рис. 2-18 показана одна из простых схем подобного стабилизатора. Из двух нелинейных резисторов  $r_1$  и  $r_2$ , ее составляющих, резистор  $r_1$  имеет вольт-амперную характеристику, аналогичную показанной на рис. 2-17 (проволочное сопротивление с положительным температурным коэффициентом  $\alpha_T$ ), а резистор  $r_2$  — кривую типа показанной на рис. 2-16 (угольное сопротивление).

При повышении входного напряжения  $U$  увеличивается сила тока  $I_1$ , а это вызывает возрастание сопротивления  $r_1$  (вследствие нагревания) и увеличение потери напряжения  $I_1 r_1$ . Таким путем изменения  $r_1$  противодействуют изменениям выходного напряжения  $U_2 = U - I_1 r_1$  и, следовательно, способствуют стабилизации этого напряжения.

Это стабилизирующее действие резистора  $r_1$ , включенного последовательно с нагрузкой  $r_n$ , дополняется стабилизирующим действием резистора  $r_2$ , включенного параллельно нагрузке. При повышении напряжения  $U_2$  сопротивление  $r_2$  уменьшается, благодаря чему увеличивается сила тока  $I_2$ , а это вызывает дополнительное увеличение потери напряжения в резисторе  $r_1$ .

Чтобы применить аналитический расчет к стабилизатору, заменяем его нелинейные элементы эквивалентными схемами, состоящими из дифференциальных сопротивлений  $r_{d1}$  и  $r_{d2}$  и фиктивных источников э. д. с.  $E_{01}$  и  $E_{02}$ . Для такой эквивалентной схемы, пользуясь двумя законами Кирхгофа, составляем три уравнения:

$$I_1 = I_2 + I_n; \quad (2-28)$$

$$U_1 = I_1 r_{d1} - E_{01} + U_2; \quad (2-29)$$

$$U_2 = I_2 r_{d2} + E_{02}. \quad (2-30)$$

Сила тока нагрузки

$$I_n = U_2 / r_n.$$

Общий ток

$$I_1 = (U_1 + E_{01} - U_2) / r_{d1}.$$

Сила тока в ветви  $r_2$

$$I_2 = (U_2 - E_{02}) / r_{d2}.$$

Подставив эти значения трех токов в уравнение (2-28), получим:

$$(U_1 + E_{01} - U_2)/r_{д1} = (U_2 - E_{02})/r_{д2} + U_2/r_n.$$

Это уравнение дает возможность выразить входное напряжение через выходное напряжение  $U_2$  и параметры эквивалентной схемы

$$U_1 = U_2 (r_{д1}r_n + r_{д2}r_n + r_{д1}r_{д2})/r_{д2}r_n - (E_{01}r_{д2} + E_{02}r_{д1})/r_{д2}.$$

Чтобы определить коэффициент стабилизации, находим производную

$$\frac{dU_1}{dU_2} = \frac{r_{д2}r_n + r_{д1}r_n + r_{д1}r_{д2}}{r_{д2}r_n} = 1 + \frac{r_{д1}}{r_{д2}} + \frac{r_{д1}}{r_n}$$

и получаем на основании (2-27)

$$k_{стаб} = \frac{U_2}{U_1} \left( 1 + \frac{r_{д1}}{r_{д2}} + \frac{r_{д1}}{r_n} \right). \quad (2-31)$$

Эта формула наглядно показывает, что нецелесообразно применение стабилизатора на нелинейных сопротивлениях для значительных мощностей, так как  $k_{стаб}$  тем больше, чем меньше  $r_{д2}$  и чем больше  $r_{д1}$ , но соответственно уменьшение  $r_{д2}$  и увеличение  $r_{д1}$  вызывают увеличение потерь в стабилизаторе и снижают его к. п. д. На сравнительно большие мощности изготавливаются феррорезонансные стабилизаторы напряжения (см. § 8-7), а очень высокий коэффициент стабилизации достигается при помощи электронных стабилизаторов, для которых, однако, характерен низкий к. п. д.

## Г л а в а   т р е т ь я

### ЭЛЕКТРИЧЕСКОЕ ПОЛЕ И ЕМКОСТЬ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ

#### 3-1. ТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ

В пространстве между проводниками, находящимися под напряжением, на электрические заряды действуют механические силы — силы электрического поля. В проводниках эти силы относительно малы, так как заряды в них легко перемещаются. Сильные электрические поля могут возникать лишь в диэлектриках, в которых заряды молекул прочно связаны внутримолекулярными силами и в свободных электронах очень мало. Такие сильные поля в диэлектриках изучаются в связи с вопросами высокого напряжения, изоляции и емкости устройств. Напомним, что электрическое поле может возникать и в вакууме. Вакуум материален, так как он обладает определенными физическими свойствами, хотя и не содержит отдельных частиц вещества<sup>1</sup>. Одним из физических свойств вакуума является возможность возникновения в нем электромагнитного поля. Электрическое поле является частной формой электромагнитного поля. Если электрические заряды, возбуждающие поле, неподвижны, то оно именуется э л е к т р о с т а т и ч е с к и м   п о л е м.

<sup>1</sup> В реальном вакууме, который создается в различных физических приборах, содержится большое число частиц газа; при высоком вакууме — порядка 10 млрд. молекул в 1 см<sup>3</sup>.

Знание основ учения об электрическом поле необходимо для понимания важнейших процессов в электрических линиях и устройствах. Но, кроме того, в ряде промышленных установок для производственных целей используются силы, действующие в электрическом поле. Они служат для очистки отходящих промышленных газов от взвешенных в них твердых частиц, что используется для извлечения уносимых газами ценных продуктов и для санитарных целей. Эти же силы служат для равномерного распыления красок на промышленных изделиях и т. д.

Основными величинами при технических расчетах электрического поля являются напряженность поля  $E$  и электрическое смещение  $D$ . Напряженность  $E$  определяет силовые условия в электрическом поле и выражается силой, действующей в рассматриваемой точке поля на единицу положительного заряда. Она измеряется в вольтах на метр (В/м), а практически обычно в единицах, в 100 раз больших (В/см) (см. § В-3). Второй величиной, характеризующей состояние среды в поле в диэлектриках и вакууме, является смещение  $D$ . Как известно, диэлектрик отличается от проводника отсутствием свободных электронов, и в его молекулах очень трудно отделить друг от друга положительный и отрицательный заряды.

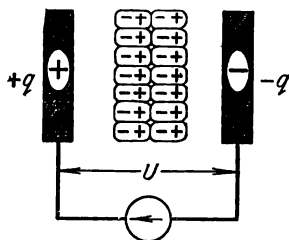


Рис. 3-1. Связанные заряды на поверхностях диэлектрика.

Однако когда на эти внутренние молекулярные заряды воздействуют силы поля, то происходит упругое смещение этих внутренних зарядов в пределах молекул диэлектрика; положительных зарядов — по направлению поля, а отрицательных — в обратном направлении. Таким образом, диэлектрик в электрическом поле поляризуется; на поверхности диэлектрика, обращенной к положительно заряженному проводнику, обнаруживается отрицательный связанный заряд, а на противоположной поверхности — положительный связанный заряд (рис. 3-1). Отметим, что смещение заключается не только в смещении зарядов в пределах молекул диэлектрика. Так как вакуум материален, то в нем тоже происходит электрическое смещение. Таким образом, электрическое смещение мы рассматриваем как состояние, обус-

ловленное смещением в молекулах диэлектрика и смещением в вакууме (в пространстве между молекулами).

Смещение, как и напряженность, — векторная величина, так как она в каждой точке поля имеет определенное направление, совпадающее с направлением напряженности. В тех случаях, когда нужно учитывать особенности смещения как векторной величины, следует обозначать ее жирным шрифтом  $D$ . Если же рассматривается только значение смещения (модуль), то применяется обозначение обычным шрифтом  $D$ . Отношение  $D : \mathcal{E}$  зависит от свойств среды, в которой возбуждается поле. Это отношение называется абсолютной диэлектрической проницаемостью.

$$\epsilon_a = D/\mathcal{E}. \quad (3-1)$$

Для ряда расчетов применяется понятие потока вектора смещения  $N_D$  или, короче, потока смещения. Это интеграл по рассматриваемой поверхности от вектора смещения:

$$N_D = \int_S D dS. \quad (3-2)$$

Если вектор  $D$  перпендикулярен к плоскости и поле равномерно, т. е. во всех точках поверхности  $D$  одинаково, поток смещения через поверхность будет  $N_D = DS$ .

Согласно теореме Гаусса — Остроградского поток смещения через любую замкнутую поверхность равен алгебраической сумме<sup>1</sup> зарядов, находящихся

<sup>1</sup> Внутри поверхности могут быть как положительные, так и отрицательные заряды.



внутри поверхности:

$$N_D = \oint D dS = \sum_{k=1}^n q_k. \quad (3-3)$$

Следовательно, поток смещения должен измеряться в единицах количества электричества — в кулонах, а смещение  $D$  — в Кл/м<sup>2</sup> или Кл/см<sup>2</sup>.

Электрическое поле для большей наглядности удобно представлять себе заполненным силовыми линиями. Это воображаемые кривые, по которым стремится двигаться в поле положительный заряд. Конечно, в поле можно провести бесконечно большое количество силовых линий. Мы условно считаем, что смещение  $D$  равно числу линий, проходящих через 1 м<sup>2</sup> или 1 см<sup>2</sup> поверхности, поставленной перпендикулярно к направлению действия сил поля. Следовательно, поток смещения через поверхность равен числу линий, пронизывающих эту поверхность.

Определим напряженность поля вокруг некоторого уединенного металлического заряженного шара. Заряд  $q$  должен равномерно распределиться на поверхности такого шара.

Опишем из центра шара сферическую поверхность  $S$  радиусом  $x$ , большим радиуса шара (рис. 3-2). Поток смещения  $N_D$  через эту поверхность, охватывающую шар, должен быть равен заряду шара  $q$ . Смещение  $D$  во всех точках поверхности  $S$  вследствие симметрии устройства должно быть численно одинаковым и равным потоку, деленному на площадь поверхности, следовательно,

$$D = N_D / S = q / 4\pi x^2.$$

Напряженность поля на поверхности  $S$  будет:

$$\mathcal{E} = D / \epsilon_a = q / 4\pi \epsilon_a x^2. \quad (3-4)$$

Смещение и напряженность не изменятся, если заменить шар с зарядом  $q$  точкой в центре шара, содержащей тот же заряд (точечный заряд).

Пространственную энергетическую картину поля определяет потенциал отдельных точек поля, численно равный работе, которая будет совершена силами поля при переносе единицы положительного заряда из этой точки в точку с нулевым потенциалом. В электротехнике мы принимаем, что нулевым потенциалом обладает земля.

При перемещении заряда  $q$  по направлению сил поля (по направлению вектора напряженности) на некоторое малое расстояние  $dx$  потенциальная энергия его убывает, а силы поля совершают работу:

$$dW_3 = f dx = \mathcal{E} q dx.$$

При этом заряд переходит в точку поля, обладающую меньшим потенциалом. Следовательно, потенциал этой точки должен быть меньше на  $d\phi$ . Это уменьшение потенциала вдоль пути заряда будет:

$$-d\phi = dW_3 / q = \mathcal{E} dx.$$

Таким образом, напряженность электрического поля

$$\mathcal{E} = -d\phi / dx, \quad (3-5)$$

т. е. она определяется уменьшением потенциала ( $-d\phi$ ) по рассматриваемому направлению.

При расчетах электрических полей в диэлектриках часто определяются эквипотенциальные поверхности — поверхности равного потенциала. Например, вокруг уединенного заряженного шара эквипотенциальные поверхности будут сферическими поверхностями, описанными из центра шара радиусом  $x$  (рис. 3-2).

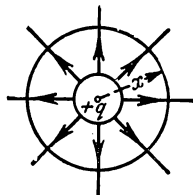


Рис. 3-2. Поле заряженного шара.

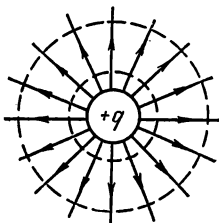


Рис. 3-3. Эквипотенциальные поверхности и силовые линии в электрическом поле заряженного шара.

Линии, получающиеся при сечении эквипотенциальных поверхностей плоскостью рисунка, изображающего поле, называются эквипотенциальными линиями. Вокруг любого заряженного тела можно описать бесконечно большое количество эквипотенциальных поверхностей, а следовательно, на чертеже,

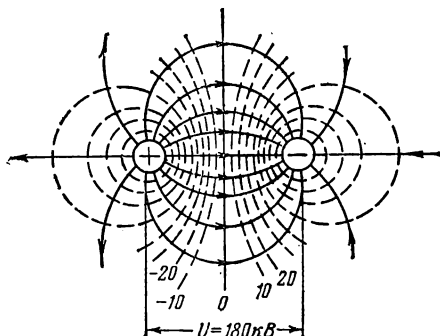


Рис. 3-4. Электрическое поле двухпроводной линии.

Плоскостное изображение поля сначала строят силовые линии (линии потока смещения, имеющие началами положительные заряды проводника, а концами — отрицательные заряды второго проводника). Эти линии выходят из проводников перпендикулярно поверхностям их. Затем перпендикулярно силовым линиям строят эквипотенциальные линии. На рис. 3-4 показано построенное таким способом поле двухпроводной линии высокого напряжения без учета влияния земли, поверхность которой является эквипотенциальной поверхностью.

### 3.2. ДИЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ ПРОНИЦАЕМОСТЬ И ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ ПОСТОЯННАЯ

Диэлектрические свойства различных веществ удобно сопоставлять со свойствами вакуума. Отношение абсолютной диэлектрической проницаемости вещества  $\epsilon_a$  к абсолютной диэлектрической проницаемости вакуума  $\epsilon_0$  называется диэлектрической проницаемостью (иногда относительной диэлектрической проницаемостью):

$$\epsilon = \epsilon_a / \epsilon_0.$$

У ряда веществ (воздух и др.)  $\epsilon$  очень близко к единице. Следовательно,  $\epsilon_0$  является коэффициентом пропорциональности между напряженностью и смещением во всех тех случаях, когда практически можно не учитывать влияние на поле молекулярных зарядов вещества, поэтому  $\epsilon_0$  именуется **э л е к т р и ч е с к о й п о с т о я н н о й**. Она характеризует электрические свойства вакуума и зависит от формы записи основных уравнений и выбора системы единиц. Таким образом, абсолютную диэлектрическую проницаемость вещества мы рассматриваем как произведение:

$$\epsilon_a = \epsilon \epsilon_0, \quad (3-6)$$

где  $\epsilon$  — величина безразмерная, а единицы измерения  $\epsilon_a$  и  $\epsilon_0$  определяются как отношение единиц смещения и напряженности:

$$[\epsilon_a] = (\text{Кл/м}^2) : (\text{В/м}) = \text{Кл/В} \cdot \text{м}, \text{ или } \text{Кл/В} \cdot \text{см}.$$

Но в системе СИ кулон, деленный на вольт (Кл/В), есть единица емкости — фарада (Ф). Следовательно, абсолютная диэлектрическая проницаемость в системе СИ измеряется в фарадах на метр или чаще в фарадах на сантиметр.

Значение электрической постоянной  $\epsilon_0$  мы можем считать определенным на основании опытов:

$$\epsilon_0 = 0,885 \cdot 10^{-12} (\text{Ф/см}) = 8,855 \cdot 10^{-12} \text{ Ф/м}.$$

**Диэлектрическая проницаемость (относительная), электрическая прочность и удельное объемное сопротивление некоторых материалов**

Наименование вещества	$\epsilon$	$E_n$ , кВ/мм*	$\rho_v$ , Ом·см
Воздух	1	3	—
Трансформаторное масло	2,1—2,4	15—20	$10^{14}$ — $10^{15}$
Совол	4,8—5	14—18	$10^{13}$ — $10^{15}$
Вазелин	2,2—2,6	20—25	$5 \cdot 10^{14}$ — $10^{15}$
Полиэтилэн	2,2—2,4	35—60	$10^{15}$ — $10^{17}$
Лавсан	3,0—3,5	80—120	$10^{10}$ — $10^{18}$
Полихлорвинил (пластики)	6—8	6—15	$10^{12}$ — $10^{14}$
Парафин	2,0—2,2	22—32	$10^{16}$ — $10^{18}$
Эбонит	3,0—3,5	15—20	$10^{14}$ — $10^{18}$
Гетинакс	6—8	20—40	$10^{11}$ — $10^{13}$
Слюда (мусковит)	6,5—7,2	98—175	$10^{14}$ — $10^{15}$
Мрамор	8—9	1,0—4,0	$10^9$ — $10^{10}$
Шифер	6—8	0,5—1,5	$10^8$ — $10^9$
Асбоцемент	6—8	2,0—3,0	$10^9$ — $10^9$

\* Электрическая прочность для всех материалов, кроме воздуха, указана для действующего значения при переменном напряжении (см. гл. 5).

У большинства диэлектриков  $\epsilon$  лежит в пределах 1—10 (табл. 3-1) и относительно мало зависит от электрических условий и температуры. По этой причине  $\epsilon$  раньше называли диэлектрической постоянной.

Имеется небольшая группа диэлектриков, именуемых сегнетоэлектриками (сегнетова соль, титанат бария, титанат свинца и др.), у которых диэлектрическая проницаемость весьма непостоянна, достигает значений порядка многих тысяч и сильно зависит от температуры. Соотношение  $D$  и  $\epsilon$  у сегнетоэлектриков зависит от последовательности изменения  $\epsilon$ . Зависимость  $D$  от  $\epsilon$  у сегнетоэлектриков изображается диэлектрической петлей гистерезиса, аналогичной петле магнитного гистерезиса (§ 4-4). При постепенном повышении  $\epsilon$  смещение  $D$  имеет меньшие значения, чем при понижении  $\epsilon$  из-за диэлектрического гистерезиса (запаздывания). При исчезновении внешнего поля в обычных диэлектриках исчезает и смещение. В сегнетоэлектриках сохраняется некоторое остаточное смещение, а следовательно, и фиктивные остаточные заряды на поверхностях сегнетоэлектриков. Сегнетоэлектрики применяются в новейших устройствах — в конденсаторах (из-за большой  $\epsilon$ ), в диэлектрических усилителях, в качестве элементов логических схем и элементов памяти в электронных счетных машинах и т. д.

### 3-3. ЕМКОСТЬ И КОНДЕНСАТОР

Система из двух проводников, разделенных диэлектриком, представляет собой емкость — устройство, накапливающее под действием напряжения свободные заряды. Процесс заряда емкости по существу обусловливается электрическим полем в диэлектрике между проводниками. Поэтому от материала проводника емкость не зависит, как это подтверждают опыты. Кроме того, она существенно зависит от материала диэлектрика, в котором образуется поле. Чем больше смещение в диэлектрике (следовательно, чем больше  $\epsilon$ ), тем больше должны быть свободные заряды, удерживаемые связанными зарядами на поверхностях диэлектрика.

Так как при наличии напряжения между любыми двумя точками между ними возникает поле, то, следовательно, емкость в той или иной мере присуща

любым электрическим устройствам (емкость между проводами линии, емкость проводов по отношению к земле, емкость между жилами кабеля и т. д.). Но часто емкость установки настолько мала, что практического значения не имеет.

Величина положительного и отрицательного зарядов в системе из двух проводников должна быть одинакова, так как в отрицательных зарядах одного проводника должны заканчиваться все линии потока смещения, исходящие из положительных зарядов другого проводника. Поэтому обычно указывается в качестве заряда емкости один заряд  $q$ , но при этом подразумевается обязательное

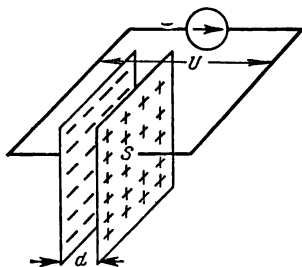


Рис. 3-5. Плоский конденсатор.

наличие заряда  $+q$  и заряда  $-q$ . Математически емкость между двумя проводниками определяется как отношение заряда  $q$  устройства к разности потенциалов, т. е. к  $U$  — напряжению между проводниками:

$$C = q/U.$$

Иными словами, емкость есть коэффициент пропорциональности между зарядом  $q$  и напряжением  $U$ :

$$CU = q.$$

Единица емкости фарада (Ф) есть емкость такого устройства, которое напряжением один вольт заряжается одним кулоном электричества:  $1\text{ Ф} = 1\text{ Кл} : 1\text{ В}$ .

Емкость  $1\text{ Ф}$  очень велика, хотя технически вполне осуществима. В электротехнической практике обычно приходится рассматривать емкости порядка микрофард (мкФ), т. е. миллионных долей фарады:  $1\text{ мкФ} = 1 \cdot 10^{-6}\text{ Ф}$ , а в электронных и полупроводниковых устройствах — порядка даже пикофард (пФ), т. е. триллионных долей фарады:  $1\text{ пФ} = 1 \cdot 10^{-12}\text{ Ф}$ .

Конденсатором называется аппарат, служащий для накопления электрических зарядов.

Простейшим по устройству является плоский конденсатор (рис. 3-5), у которого обкладками (электродами) служат две параллельные пластины. Поле плоского конденсатора равномерно, следовательно, во всех точках этого поля смещение одинаково, а поток смещения можно считать практически сосредоточенным в промежутке между пластинами. Мысленно окружим одну из пластин конденсатора замкнутой поверхностью. Согласно теореме Гаусса — Остроградского поток смещения  $N_D$  через такую поверхность равен заряду конденсатора  $q$ , а так как поле плоского конденсатора равномерно, то

$$N_D = q = DS,$$

где  $S$  — площадь пластины (одной).

В равномерном поле плоского конденсатора напряженность  $\mathcal{E} = U/d$ . Подставив в общую формулу емкости  $C = q/U$  выражения заряда и напряжения через смещение и напряженность для случая плоского конденсатора, получим:

$$C = DS/\mathcal{E}d = \epsilon_a S/d = \epsilon \epsilon_0 S/d; \quad (3-7)$$

следовательно, чем тоньше диэлектрик и чем больше его диэлектрическая проницаемость, тем больше емкость конденсатора.

Для увеличения общей емкости конденсаторы соединяются между собой параллельно в батареи (рис. 3-6). При таком соединении все конденсаторы находятся под одним и тем же напряжением  $U$ , а их общий заряд  $q$ , который они получают от источника электроэнергии, равен сумме зарядов отдельных конденса-

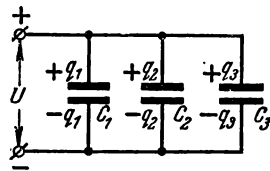


Рис. 3-6. Параллельное соединение конденсаторов.

торов:  $q = \sum_{k=1}^n q_k$ . Следовательно, общая емкость батареи соединенных парал-

лельно конденсаторов

$$C = \sum_{k=1}^n q_k / U = \sum_{k=1}^n C_k,$$

т. е. равна сумме емкостей отдельных конденсаторов.

Если изоляция одного конденсатора может не выдержать рабочее напряжение установки, то применяется последовательное соединение конденсаторов (рис. 3-7). В этом случае общее напряжение равно сумме напряжений на отдельных конденсаторах

$$U = \sum_{k=1}^n U_k.$$

Но заряд из сети при таком соединении получают лишь внешние электроды двух крайних конденсаторов. На остальных попарно электрически соединенных электродах заряды создаются переносом положительного заряда на один электрод и отрицательного — на второй, вследствие чего эти заряды должны быть между собой равны по величине. Таким образом, при последовательном соединении заряды конденсаторов должны быть одинаковы, а так как заряд равен произведению емкости на напряжение, то, следовательно,

$$q = U_1 C_1 = U_2 C_2 = \dots = U_n C_n,$$

поэтому частичные напряжения:

$$U_1 = q/C_1; \quad U_2 = q/C_2; \quad \dots \quad U_n = q/C_n,$$

а общая емкость цепочки конденсаторов

$$C = \frac{q}{U} = \frac{q}{U_1 + U_2 + \dots + U_n} = \frac{1}{1/C_1 + 1/C_2 + \dots + 1/C_n}. \quad (3-8)$$

Если последовательно соединены  $n$  одинаковых конденсаторов каждый емкостью  $C_n$ , то их общая емкость будет:

$$C = C_n/n.$$

В настоящее время изготавливаются конденсаторы с самыми различными диэлектриками (рис. 3-8): с габаритами от 1 мм<sup>3</sup> для полупроводниковых устройств до многих кубических метров для силовых установок переменного тока.

Широко применяются бумажные конденсаторы. В них электродами (обкладками) служат длинные полосы оловянно-свинцовой или красно-медной фольги. Диэлектриком, разделяющим эти электроды, являются полосы специальной бумаги. Ленты фольги и бумаги наматываются в рулоны, сушатся, парафинируются и помещаются в металлический или картонный корпус.

Бумажные конденсаторы с бумагой, пропитанной трихлордифенилом, являются основным типом так называемых силовых конденсаторов, применяемых в электроэнергетических установках.

Очень большой емкостью обладают электролитические конденсаторы, в которых диэлектриком является тончайшая оксидная пленка (слой окиси) алюминия. Этот слой создается на алюминиевой фольге электролитическим путем. Пропитанная электролитом бумага, наложенная на вторую неоксидированную ленту фольги (рис. 3-8, б), образует второй электрод. Оксидная пленка является изолятором только при одном определенном направлении тока, а при обратном направлении тока она его пропускает, т. е. эта пленка обладает вентильным действием. По этой причине электролитические конденсаторы при-

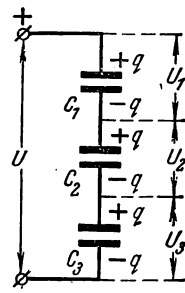


Рис. 3-7. Последовательное соединение конденсаторов

годны только для постоянного относительно невысокого напряжения (6—450 В). Зато благодаря микроскопической толщине диэлектрика при относительно небольшой площади обкладок и объеме они могут обладать большой емкостью.

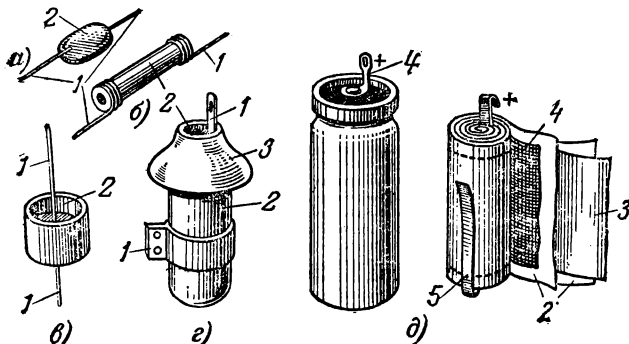


Рис. 3-8. Конденсаторы.

*a* — керамический для низкого напряжения; *б* — трубчатый; *в* — боковой для высокого напряжения; *г* — горшковый; *д* — электролитический в футляре и без футляра: 1 — вывод положительного полюса; 2 — бумажные изолирующие прокладки; 3 — катод из неоксидированной алюминиевой фольги; 4 — анод из оксидированной фольги; 5 — вывод отрицательного полюса, соединенный с корпусом.

В качестве плавно регулируемых небольших переменных емкостей до 0,01 мкФ применяются воздушные конденсаторы. В них изменение емкости осуществляется перемещением системы подвижных пластин (ротора) по отношению к системе неподвижных пластин. При перемещении изменяется *г* активная площадь пластин, т. е. площадь, находящаяся в электрическом поле.

### 3-4. ЗАРЯД ЕМКОСТИ ЧЕРЕЗ СОПРОТИВЛЕНИЕ

Емкость, соединенная с источником электроэнергии, через сопротивление *r* будет постепенно заряжаться, пока напряжение *u<sub>c</sub>* между ее обкладками не достигнет значения напряжения *U* источника электроэнергии. Во время заряда сила зарядного тока будет определяться сопротивлением *r* зарядной цепи и разностью напряжения источника и напряжения на емкости:

$$i = (U - u_c)/r. \quad (3-9)$$

Этот процесс не может протекать мгновенно. Сила тока в цепи за малый промежуток времени  $\Delta t$  определяется количеством электричества  $\Delta q$ , переместившимся за это время в цепи:  $i = \Delta q/\Delta t$ , или в пределе  $i = dq/dt$ .

Для того чтобы зарядить емкость до напряжения *U*, ей необходимо сообщить заряд  $q = UC$ . Чтобы сообщить этот заряд мгновенно, нужен бесконечно большой ток  $i = q/0 = \infty$ , а сила зарядного тока ограничена сопротивлением, поэтому емкость заряжается постепенно, а изменение ее заряда  $dq = Cdu_c$  определяет силу зарядного тока:

$$i = dq/dt = Cdu_c/dt. \quad (3-10)$$

Подставив это выражение зарядного тока в (3-9), получим дифференциальное уравнение цепи, содержащей емкость *C* и сопротивление *r*:

$$U = rC du_c/dt + u_c.$$

При разряде емкости на сопротивление ток в цепи разряда поддерживается за счет энергии поля емкости. За время *dt* эта разряжающая емкость отдает энергию  $dW_{эл} = u_c i dt$ . Заменив в этом выражении энергии разрядный ток  $i =$

$= -Cdu_C/dt$ , получим  $dW_{эл} = -Cu_C du_C$ . Определяя энергию, содержащуюся в поле емкости до начала разряда, нужно учесть, что при разряде напряжение на емкости  $u_C$  уменьшается от  $u_C = U_H$  до  $u_C = 0$ . Следовательно,

$$W_9 = \int_{U_H}^0 -Cu_C du_C = CU_H^2/2. \quad (3-11)$$

Чтобы определить энергию в единице объема поля, следует рассматривать условия равномерного поля: такое поле создается в плоском конденсаторе. Подставим в (3-11)  $C = \epsilon_a S/d$ . Учтем, что в равномерном поле  $U = \mathcal{E}d$ , и, заменив  $\epsilon_a = D$ , получим:

$$W_9/Sd = W_9/V = D\mathcal{E}^2/2, \quad (3-12)$$

где  $V$  — объем, занимаемый равномерным электрическим полем.

### 3-5. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ИЗОЛЯЦИОННЫХ МАТЕРИАЛОВ

Диэлектрик, из которого изготовлено изолирующее устройство, должен обладать достаточным запасом электрической прочности, для того чтобы выдерживать длительно действие рабочего напряжения установки (включая и кратковременные повышения напряжения).

Электрической прочностью  $\mathcal{E}_п$  (или пробивной напряженностью диэлектрического материала) называется та наименьшая напряженность поля, при которой начинается пробой данного диэлектрика (табл. 3-1). Эта величина непостоянна, в частности она зависит от длительности воздействия напряжения. По этим причинам значения  $\mathcal{E}_п$ , указанные в табл. 3-1, являются ориентировочными.

Для твердых диэлектриков можно различать две основные формы пробоя: тепловой пробой и пробой электрический. Тепловой пробой представляет собой термическое разрушение изоляции (обугливание, растрескивание) действием тепла, выделяемого током утечки. Сопротивление изоляции не может быть бесконечно большим. Всегда неизбежно наличие некоторого тока утечки, пропорционального напряжению  $i_{ут} = U/r_{из}$ . Но температурный коэффициент твердых диэлектриков отрицателен, т. е. с повышением температуры их сопротивление  $r_{из}$  уменьшается. Таким образом, нагревание изоляции током утечки вызывает увеличение этого тока. Однако одновременно возрастает и теплоотдача изолятора в окружающую среду, пропорциональная разности температуры нагреваемого тела и среды (см. § 1-1). Изолятор выдержит напряжение, если при некоторой температуре установится тепловое равновесие, т. е. отдача тепла в окружающую среду сравняется с выделением тепла током утечки. В противном случае сила тока утечки будет возрастать до теплового разрушения изоляции с возникновением электрической дуги. Для предупреждения теплового пробоя очень существенным является хорошее охлаждение изолятора. Чем толще изолятор, тем хуже и неравномернее его охлаждение, так как диэлектрики плохо проводят тепло.

Электрический пробой обусловливается прямым действием сильного электрического поля на ионы, содержащиеся в диэлектрике. Эти ионы приобретают настолько большие скорости, что ударами ионизируют молекулы диэлектрика, т. е. превращают их в ионы. В результате возникает лавинный поток ионов, разрушающих изоляцию. Электрический пробой происходит при более высоких напряжениях, чем тепловой, зато воздействие поля на диэлектрик для электрического пробоя может быть весьма кратковременным.

Пробой жидких диэлектриков сходен с тепловым пробоем твердых диэлектриков, причем прочность жидких диэлектриков сильно зависит от присутствия в них влаги и твердых примесей. По этой причине, например, минеральное масло, которым заполняются баки трансформаторов и масляных выключателей высокого напряжения, должно периодически подвергаться очистке и сушке.

Электрическая прочность газов (в частности, воздуха) зависит от температуры и давления, так как их изменение меняет длину свободного пробега ионов в газе.

Если поле в изолирующем устройстве неравномерно, то под действием приложенного напряжения в одной части диэлектрика напряженность поля может превысить прочность диэлектрика, в то время как в остальной части диэлектрика напряженность меньше пробивной. В подобном случае возможно только частичное ограниченное разрушение диэлектрика, но вероятнее более неблагоприятный вариант: частичный пробой диэлектрика вызовет повышение напряженности в остальной части до значения, превышающего электрическую прочность. Это приведет к пробую всего изолирующего устройства.

Простейшим примером неравномерного поля может служить поле в плоском конденсаторе со слоистой изоляцией (рис. 3-9). Граница раздела двух слоев изоляции этого конденсатора — плоскость, параллельная пластинам конденсатора. Диэлектрические проницаемости материалов двух слоев различны ( $\epsilon_1, \epsilon_2$ ). Но оба слоя имеют одинаковое сечение  $S$ , и их пронизывает один и тот же поток смещения  $N_D = q$ , начинающийся в положительном заряде одной пластины и заканчивающийся в отрицательном заряде второй пластины. Следовательно, смещение  $D = N_D/S$  в обоих слоях одинаково.

Но в первом слое

$$D = \epsilon_1 \epsilon_{a1} = \epsilon_1 \epsilon_1 \epsilon_0,$$

а во втором слое

$$D = \epsilon_2 \epsilon_{a2} = \epsilon_2 \epsilon_2 \epsilon_0,$$

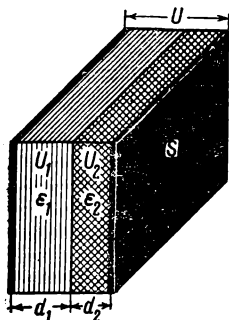


Рис. 3-9. Слоистый конденсатор.

поэтому напряженности поля в слоях обратно пропорциональны их диэлектрическим проницаемостям. Это соотношение во многих случаях обуславливает неблагоприятное распределение напряжений между слоями изоляции, так как электрическая прочность у ряда диэлектриков с меньшим  $\epsilon$  меньше, чем у диэлектриков с большим  $\epsilon$ . Особенно неблагоприятны условия, когда одним из слоев изоляции является воздух, у которого  $\epsilon = 1$ , а электрическая прочность только 30 кВ/см.

Например, воздушный промежуток между металлическими пластинами шириной 1 см находится под напряжением 29 кВ. Электрическая прочность воздуха 30 кВ/см, следовательно, пробой не должен произойти. Но затем в этот же промежуток, чтобы усилить изоляцию, введена пластина электрически более прочного картона толщиной 1 мм. Диэлектрическая проницаемость картона  $\epsilon = 3$ , электрическая прочность 200 кВ/см. Теперь общее напряжение  $U = 29$  кВ поделится между воздушным промежутком и слоем картона:  $U = U_B + U_K$ . Так как в каждом отдельном слое поле равномерно, то частичные напряжения легко выразить через соответствующие напряженности поля ( $\mathcal{E}_B$  и  $\mathcal{E}_K$ ) и толщину слоев ( $d_B$  и  $d_K$ ):  $U_B = \mathcal{E}_B d_B$  и  $U_K = \mathcal{E}_K d_K$ . Кроме того,  $\mathcal{E}_B : \mathcal{E}_K = \epsilon_K : \epsilon_B$ . Следовательно,  $29 \text{ кВ} = \mathcal{E}_B 0,9 + \mathcal{E}_K 0,1$ , а так как  $\mathcal{E}_K = \mathcal{E}_B 1/3$ , то  $29 = \mathcal{E}_B (0,9 + 0,033)$ , т. е.  $\mathcal{E}_B = 31 \text{ кВ/см}$ ; следовательно напряженность превысит прочность воздуха и воздушный промежуток будет пробит. Все напряжение 29 кВ придется теперь на слой картона, который будет пробит в свою очередь.

Условия слоистой изоляции создаются в электрических машинах и аппаратах, когда вследствие дефектов производства в массе твердого диэлектрика оказываются пузырьки воздуха. В таких пузырьках внутри диэлектрика проскакивают электрические искры, а действие последних постепенно разрушает сам твердый диэлектрик. Чтобы предупредить образование воздушных пузырьков и одновременно удалить влагу, изоляцию машин и аппаратов просушивают в вакуумных печах и пропитывают жидким затвердевающим затем диэлектриком, заполняющим все пустоты.

Диэлектрики должны обладать не только достаточной электрической прочностью; они должны предупреждать возникновение токов утечки через изоляцию. По этой причине важными характеристиками диэлектриков являются их удельное объемное сопротивление и удельное поверхностное сопротивление.



Удельное объемное сопротивление  $\rho_V$  — физическая величина, которой мы уже пользовались для проводниковых материалов, определяет количественно способность материала противодействовать току во всем объеме. Для проводниковых материалов в большинстве случаев указывается удельное сопротивление  $\rho$ , измеренное в Ом·мм<sup>2</sup>/м, а у диэлектриков всегда приводится  $\rho_V$  в Ом·см, т. е. равное сопротивлению между противоположными гранями кубика с ребром 1 см. У диэлектриков  $\rho_V$  — величина примерно от  $10^{10}$  до  $20^{20}$  Ом·см. Для сравнения отметим, что у проводников  $\rho_V$  имеет значения от  $10^{-6}$  (одна миллионная) до  $10^{-4}$  Ом·см.

Удельное поверхностное сопротивление  $\rho_S$  определяет способность диэлектрика противодействовать току утечки по своей поверхности. Это сопротивление поверхностного слоя диэлектрика длиной и шириной 1 см (рис. 3-10). Удельное поверхностное сопротивление измеряется в омах, так как поверхностное сопротивление считается пропорциональным длине  $l$  и обратно пропорциональным ширине  $b$  слоя:  $r_S = \rho_S l/b$ . Эта величина практически весьма важная, так как у ряда диэлектриков поверхностное сопротивление относительно мало (например, у стекла), и они не пробиваются, а перекрываются электрическим разрядом по поверхности.

В зависимости от назначения изолирующего устройства к диэлектрикам предъявляются самые различные дополнительные требования. Фарфор для изоляторов, устанавливаемых на воздушных линиях, должен обладать значительной механической прочностью, так как эти изоляторы должны выдерживать усилие от веса провода и от давления на него ветра. Изоляция между пластинами коллектора электрических машин должна быть нагревостойка, негорюча, упруга и механически прочна; этим требованиям лучше всего удовлетворяют слюда и изделия из слюды (миканита). В конденсаторах для увеличения емкости желательно применять для изоляции электродов материал с возможно большей диэлектрической проницаемостью, а в кабелях для уменьшения их емкости желательно изолировать жилы материалом с меньшей диэлектрической проницаемостью.

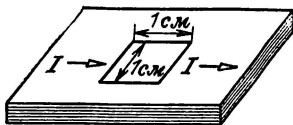


Рис. 3-10. Определение удельного поверхностного сопротивления.

## Глава четвертая

### ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ РАСЧЕТЫ

#### 4-1. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ МАГНИТНОГО ПОЛЯ ТОКА

Вокруг проводника, по которому проходит электрический ток, возбуждается магнитное поле. Оно воздействует на магнитную стрелку, которая устанавливается перпендикулярно направлению тока; железные опилки располагаются вокруг проводника по concentрическим окружностям; второй проводник с током в этом поле будет притягиваться или отталкиваться от первого. Мы говорим, что в магнитном поле действуют магнитные силы, а ток возбуждает магнитное поле благодаря своей намагничивающей силе (н. с.).

Намагничивающая сила создает определенную, пропорциональную ей напряженность магнитного поля. Это векторная величина, обозначаемая буквой  $H$ . Напряженность магнитного поля определенным образом изменяет магнитное состояние среды. Некоторыми несущественными для электротехнических расчетов оговорками можно считать, что состояние среды в магнитном поле характеризуется вектором магнитной индукции, обозначаемым буквой  $B$ . Напряженность магнитного поля и магнитную индукцию обозначаем жирным шрифтом как физические векторы. Но в тех случаях, когда рассматривается только значение этих величин (их модуль), они обозначаются обычным шрифтом.

Между магнитной индукцией и напряженностью поля, ее возбуждающей, существует определенная зависимость. Отношение  $B/H = \mu_a$  называется абсолютной магнитной проницаемостью. Эта величина характеризует магнитные свойства среды. Очень часто удобнее не рассматривать абсолютную магнитную проницаемость среды, а сопоставлять ее магнитные свойства с магнитными свойствами вакуума. Соответствующее отношение называется относительной магнитной проницаемостью или чаще просто магнитной проницаемостью  $\mu = \mu_a/\mu_0$ ; здесь  $\mu_0$  — магнитная постоянная, величина, численно равная абсолютной магнитной проницаемости вакуума. У одних веществ  $\mu > 1$ , такие вещества называются парамагнетиками (парамагнетик), а у других веществ  $\mu < 1$ , это диамагнитные вещества. Однако у большинства веществ  $\mu$  так мало отличается от единицы, что при расчетах этим отличием почти всегда пренебрегают и считают их  $\mu = 1$ .

Исключение составляет небольшая, но очень важная практически группа элементов, относящихся к парамагнетикам и обладающих исключительно большой и непостоянной магнитной проницаемостью. Эти элементы (железо, кобальт, никель и гадолиний) называют ферромагнетиками.

Таким образом, во всех тех случаях, когда в магнитном поле отсутствуют ферромагнетики, можно считать, что  $\mu_a = \mu_0$ . По этой причине  $\mu_0$  названа магнитной постоянной, так как она — постоянный коэффициент пропорциональности между напряженностью магнитного поля и магнитной индукцией во всех тех случаях, когда не нужно учитывать влияние молекулярных токов вещества среды.

Наглядную картину магнитного поля дает построение магнитных линий, направление которых совпадает с направлением магнитных сил. Подобную по виду плоскостную картину магнитного поля можно получить из опыта с помощью стальных опилок (рис. 4-3). Посредством магнитных линий можно магнитную индукцию выразить числом линий, проходящих через площадку, равную единице поверхности ( $1 \text{ м}^2$  или  $1 \text{ см}^2$ ), поставленную перпендикулярно направлению поля; магнитный поток  $\Phi = \int_S B dS$  через поверхность  $S$  изображается

общим числом магнитных линий, пронизывающих эту поверхность. Напряженность магнитного поля  $H$  в этой модели можно рассматривать как плотность упругих магнитных линий. Важными особенностями магнитных линий является то, что они обязательно замкнуты и сцеплены с током, возбуждающим магнитное поле.

## 4-2. ДВЕ СИСТЕМЫ МАГНИТНЫХ ЕДИНИЦ ИЗМЕРЕНИЯ

В настоящее время применяются две системы магнитных единиц — практическая рационализированная система, часть системы СИ, и система СГСМ.

Единицы магнитных величин в системе СИ определяются на основании законов электромагнетизма, через электрические и механические единицы этой же системы. Таким путем создана рационализированная система выражений законов электромагнетизма, в которой отсутствуют какие-либо дополнительные коэффициенты.

В дальнейшем, изучая три основных закона электромагнетизма: закон полного тока, закон электромагнитной силы и закон электромагнитной индукции, мы покажем, как на основании этих законов определяются в системе СИ единицы магнитных величин. Здесь же мы только приведем определения основных единиц, которыми мы должны будем пользоваться при изложении вопросов электромагнетизма.

Единица напряженности  $H$  магнитного поля — ампер на метр (А/м) — особого наименования не имеет. Это напряженность магнитного поля, возбуждаемого током силой в 4  $\mu\text{А}$  (12,566 А), проходящим по прямолинейному, бесконечно длинному проводнику, на расстоянии 2 м от оси этого проводника. Так определяется единица напряженности поля на основании закона полного тока. Широко применяется также кратная основная — единица напряженности 1 А/см = 100 А/м.

Единица магнитного потока  $\Phi$  — вебер (Вб); это магнитный поток, при убывании которого до нуля за 1 с в контуре, сцепленном с этим потоком, воз-

никает э. д. с. индукции, равная 1 В;  $1 \text{ Вб/с} = 1 \text{ В}$ . Таким образом, эта единица определяется на основании закона электромагнитной индукции.

Единица магнитной индукции  $B$  — тесла (Т); это индукция такого равномерного магнитного поля, в котором магнитный поток через площадь  $1 \text{ м}^2$ , перпендикулярную направлению поля, равен 1 Вб.

Следовательно,  $1 \text{ Т} = 1 \text{ Вб/м}^2$ .

Единицы напряженности магнитного поля и магнитной индукции в системе СИ определяются независимо на основании двух различных законов электромагнетизма, поэтому отношение их в вакууме  $\mu_0$  — магнитная постоянная — есть физическая величина, имеющая определенное численное значение  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ В} \cdot \text{с} / (\text{А} \cdot \text{м}) = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Г/м}$  (генри на метр).

Система СГСМ (сантиметр, грамм, секунда, магнитная постоянная) в основном была создана в прошлом веке, когда еще магнитные явления часто рассматривались как независимые от электрических явлений. Исходным представлением этой системы являлась единица северного магнетизма (фактически неосуществимая). Так как применение единиц системы СГСМ допускается и в настоящее время, а единица северного магнетизма неосуществима, то даны новые определения единиц СГСМ на основании явлений электромагнетизма.

Единица магнитной индукции гаусс (Гс) есть индукция такого поля, в котором на прямолинейный проводник длиной 1 см, расположенный перпендикулярно направлению поля, действует сила, равная 1 дине, если по проводнику протекает ток силой 10 А.

Второй основной единицей системы является магнитная проницаемость в вакууме  $\mu_0$  — магнитная постоянная. Следовательно, в системе СГСМ  $\mu_0 = 1$  и в вакууме магнитная индукция численно равна напряженности магнитного поля. Эта единица магнитной проницаемости в системе СГСМ наименования не имеет.

Единица напряженности магнитного поля эрстед (Э) есть напряженность магнитного поля в вакууме, когда индукция в этом поле равна 1 Гс.

Единица магнитного потока максвелл (Мкс) есть магнитный поток, пронизывающий площадку  $1 \text{ см}^2$ , поставленную перпендикулярно направлению поля, индукция в котором равна 1 Гс, т. е.  $1 \text{ Мкс} = 1 \text{ Гс} \cdot \text{см}^2$ .

Но новые определения единиц СГСМ не устранили тот недостаток, что ее единицы выбраны без сопоставления с практическими единицами электрических величин — ампером, вольтм и т. д. Кроме того, система СГСМ нерационализированная; на основании представлений о фиктивных магнитных массах, в уравнения электромагнетизма, записанные в системе СГСМ, вводятся коэффициенты  $4\pi$ . Несмотря на отмеченные недостатки единицы СГСМ все еще широко применяются, так как они являются привычными для науки и техники; в них выражены результаты многолетних научных и промышленных исследований, справочные сведения и т. д.

В табл. 4-1 сопоставлены магнитные единицы СИ и СГСМ.

Таблица 4-1

Сопоставление электромагнитных единиц измерения систем СИ и СГСМ

Наименование величин	Обозначение величины	Обозначение единицы в системе СИ	Обозначение единицы в системе СГСМ	Какому числу единиц в системе СГСМ равна единица системы СИ
Напряженность магнитного поля	$H$	1 А/м	1 Э	$4\pi \cdot 10^{-3}$
Магнитная индукция	$B$	1 Т	1 Гс	$10^4$
Магнитный поток	$\Phi$	1 Вб	1 Мкс	$10^8$
Магнитная постоянная	$\mu_0$	1 Г/м	1 Гс/Э	$\frac{1}{4\pi} 10^7$
Намагничивающая (магнитодвижущая) сила	$F$	1 А	1 Гб (гильберт)	$4\pi \cdot 10^{-1}$
Индуктивность	$L$	1 Г	1 см	$10^9$

### 4-3. ЗАКОН ПОЛНОГО ТОКА

Этот закон определяет зависимость напряженности магнитного поля от силы токов, возбуждающих это поле. Как мы уже отмечали выше, свойство тока возбуждать магнитное поле именуется его *н а м а г н и ч и в а ю щ е й с и л о й* (н. с.). Она обозначается буквой  $F$ . В практической системе единиц СИ и радионализированной системе уравнений электромагнетизма н. с. принимается численно равной силе тока  $I$ , возбуждающего магнитное поле, следовательно, н. с. проводника с током равна этому току:  $F = I$ .

Закон полного тока выведен на основании многочисленных опытов. Согласно этому закону интеграл от напряженности магнитного поля по любому замкнутому

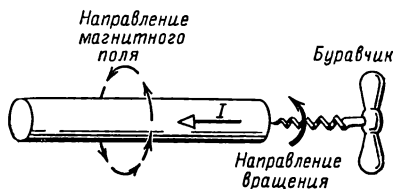


Рис. 4-1. Правило буравчика.

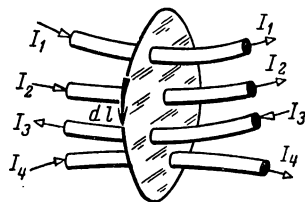


Рис. 4-2. Контур обхода, сцепленный с несколькими токами.

контуру (циркуляция вектора напряженности) равен алгебраической сумме токов, сцепленных с этим контуром:

$$\oint \mathbf{H} d\mathbf{l} = \Sigma I = F, \quad (4-1)$$

причем положительными следует считать те токи, направление магнитного поля которых совпадает с направлением обхода контура.

Направление магнитного поля тока может быть определено с помощью *мнемонического правила буравчика* (штопора): при ввинчивании буравчика по направлению тока направление вращения рукоятки буравчика совпадает с направлением магнитного поля этого тока (рис. 4-1). Если рассматриваемое магнитное поле возбуждается несколькими токами, имеющими различное направление (рис. 4-2), то положительными следует считать токи, магнитное поле которых направлено в ту сторону, которую мы считаем положительной для основного магнитного поля. В частности, для модели, показанной на рис. 4-2,

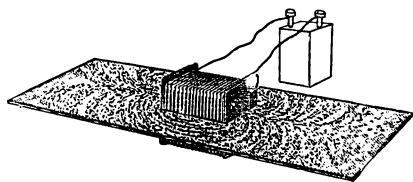


Рис. 4-3. Магнитное поле, возбуждаемое током, проходящим по катушке.

$$\oint \mathbf{H} d\mathbf{l} = I_1 + I_2 - I_3 + I_4,$$

если считать положительным направление магнитного поля первого тока. Следовательно, общая н. с. нескольких токов равна их алгебраической сумме:  $F = I_1 + I_2 - I_3 + I_4$ .

Для возбуждения сильных магнитных полей часто применяются катушки из изолированной проволоки (рис. 4-3). Так как н. с. одного витка равна его силе тока  $I$ , то н. с. катушки, в которой ток проходит по  $w$  виткам, будет  $Iw$  ампер (часто говорят ампер-витков).

В соответствии с законом полного тока напряженность магнитного поля следует рассматривать как н. с., приходящуюся на единицу длины магнитной линии (подобно тому как напряженность  $\mathcal{E}$  электрического поля определяется э. д. с. или напряжением, приходящимся на единицу длины пути тока). Когда физические условия вдоль всей рассматриваемой магнитной линии одинаковы, тогда напряженность магнитного поля вдоль этой линии определяется путем

простого деления н. с. на длину магнитной линии. В частности, так определяется напряженность магнитного поля вокруг прямолинейного провода с током  $I$  (рис. 4-4). Здесь магнитные линии являются окружностями, охватывающими провод, с центрами на оси провода (концентрические окружности). Если взять произвольную точку такого магнитного поля, находящуюся на расстоянии  $x$  от оси провода, и провести через нее окружность, изображающую магнитную линию, то длина этой окружности будет  $2\pi x$ . Условия во всех точках такой окружности одинаковы, так как они расположены симметрично по отношению к оси провода.

Следовательно, чтобы определить напряженность  $H$  поля в точке  $x$ , достаточно разделить н. с.  $I$  на длину окружности:

$$H = I/2\pi x. \quad (4-2)$$

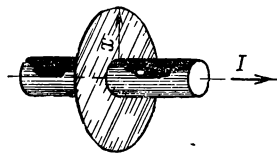


Рис. 4-4. Прямолинейный проводник с током.

Так же просто можно определить напряженность поля внутри кольца из любого материала, равномерно и плотно обмотанного проволокой (рис. 4-5). Все линии поля в таком кольце (тороиде) являются окружностями с общим центром в центре тороида. Благодаря симметрии положения линий в кольце напряженность поля в пределах каждой линии одинакова, поэтому напряженность поля внутри сечения кольца

$$H = Iw/2\pi R.$$

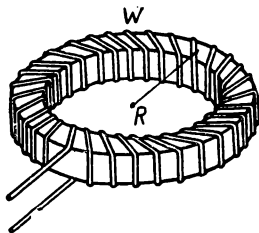


Рис. 4-5. Тороид.

Это будет выражением закона полного тока для тороида.

В большинстве электротехнических устройств напряженность магнитного поля вдоль магнитной линии изменяется в зависимости от условий участков, через которые она проходит. В этих случаях путь магнитного потока, называемый магнитной цепью, делится на  $n$  участков, в пределах каждого из которых можно считать напряженность

магнитного поля  $H_k$  постоянной. Это дает возможность в выражении закона полного тока заменить интегрирование суммированием.

Почти всегда для возбуждения потока ток  $I$  пропускается по катушке из  $w$  витков. Для таких устройств закон полного тока будет иметь следующую общую форму:

$$\sum_{k=1}^n H_k l_k = Iw. \quad (4-3)$$

Таким образом, согласно закону полного тока н. с. равна сумме произведений напряженности поля на длину соответствующих участков магнитной цепи, а в простейшем случае н. с. равна произведению напряженности магнитного поля на длину магнитной линии. Это произведение часто называется магнитным напряжением. Следовательно, в последнем случае

$$Hl = Iw.$$

В приведенной выше общей форме закон полного тока широко используется для расчета магнитных цепей электрических машин и аппаратов. Ниже мы рассмотрим такой расчет.

#### 4-4. ФЕРРОМАГНЕТИКИ

Железо, никель, кобальт, гадолиний и их различные сплавы обладают особым свойством — в магнитном поле они намагничиваются. Эти материалы называются ферромагнетиками. Стержень из ферромагнитного материала, помещенный в магнитное поле, например в поле катушки, обтекаемой током,

обнаруживает сильные магнитные свойства. На конце стержня, из которого магнитный поток выходит, возникает северный полюс  $N$ , а на противоположном конце стержня — южный полюс  $S$  (рис. 4-6).

Намагниченный стержень, удаленный из магнитного поля, в некоторой степени сохраняет магнитные свойства. Это его остаточное намагничивание. Оно незначительно у мягкого железа, но сильно выражено у твердых ферромагнитных сплавов. Особенно значителен и длителен сохраняется остаточный магнетизм у магнитотвердых материалов, применяемых для изготовления постоянных магнитов, например у кобальтовой стали<sup>1</sup>, сплава магнито<sup>2</sup> и др.

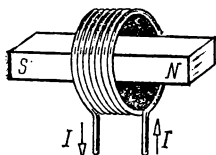


Рис. 4-6. Ферромагнитный стержень в катушке, обтекаемый током.

Для электротехнических расчетов важно, что отношение индукции к напряженности, т. е. магнитная проницаемость  $\mu$ , у ферромагнетиков весьма велико<sup>3</sup> и непостоянно. Большая магнитная проницаемость ферромагнетиков используется для того, чтобы усиливать магнитные поля в электрических машинах и аппаратах. Непостоянство магнитной проницаемости существенно затрудняет расчеты. Зависимость  $B$  от  $H$  у ферромагнетиков сложна и не может быть выражена удобной для техни-

ческих расчетов формулой. Вследствие этого при расчетах магнитных цепей с ферромагнетиками используется графическое изображение зависимости индукции от напряженности для данного материала, называемое кривой намагничивания (рис. 4-7), или при более точных расчетах применяются таблицы, составленные для важнейших стандартных магнитных материалов. Нижняя ветвь кривой намагничивания соответствует ненасыщенному состоянию материала. В этой своей части кривая почти линейна, затем вследствие явлений магнитного насыщения имеет место перегиб кривой, так называемое «колено» кривой намагничивания. В условиях, соответствующих части кривой, лежащей выше этого колена, ферромагнетик насыщен, и магнитная индукция мало увеличивается при значительном увеличении напряженности.

Магнитная индукция в машинах и аппаратах выбирается в зависимости от требований, предъявляемых к ним. Если желательно, чтобы случайные колебания намагничивающего тока мало влияли на магнитный поток, то выбирается индукция, соответствующая условиям насыщения (например, в генераторах постоянного тока параллельного возбуждения). Если же нужно, чтобы индукция или поток изменялись пропорционально намагничивающему току (в приборах автоматического управления, в измерительных приборах и т. п.), то выбирается индукция, соответствующая нижней ненасыщенной части кривой намагничивания.

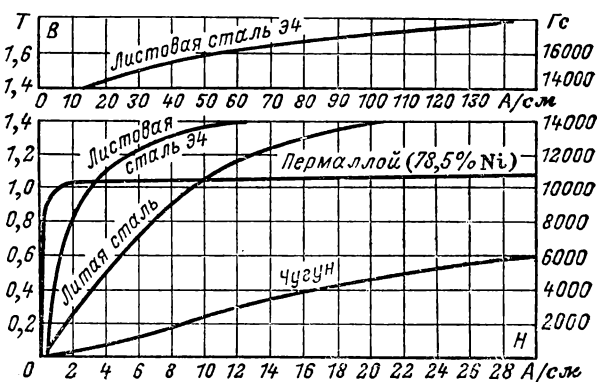


Рис. 4-7. Кривые намагничивания электротехнических материалов.

<sup>1</sup> Сплав железа с 30% кобальта.

<sup>2</sup> Сплав 51% железа, 24% кобальта, 14% никеля, 8% алюминия и 3% меди.

<sup>3</sup> В большинстве случаев максимальная проницаемость  $\mu = 5\,000 \div 7\,000$ , а у специальных сплавов 100 000 и выше.

$$\mu = B/(\mu_0 H)$$

у большинства ферромагнетиков с ростом  $H$  быстро достигает наибольшего значения, после чего постепенно уменьшается.

Чтобы получить приведенную выше кривую первоначального намагничивания, необходимо предварительно полностью размагнитить образец ферромагнитного материала, а затем измерить напряженность поля и индукцию, постепенно увеличивая намагничивающий ток. Полученная таким путем кривая является первоначальной кривой намагничивания (рис. 4-8).

В рабочих условиях магнитная индукция в ферромагнетике определяется не только данной напряженностью поля, но и предыдущим магнитным состоянием ферромагнетика. Это следствие магнитного гистерезиса. Из-за него при уменьшении намагничивающего тока магнитная индукция убывает не по кривой первоначального намагничивания, а по кривой, лежащей несколько выше (рис. 4-8).

При напряженности магнитного поля, равной нулю, когда намагничивающий ток отключен, в ферромагнетике сохраняется некоторая остаточная индукция  $B_0$ . Чтобы полностью размагнитить тело, необходима напряженность поля обратного направления  $H_c$ , называемая коэрцитивной силой. Чтобы возбудить ее, необходимо пропустить по намагничивающей катушке ток обратного направления. Если дальше увеличивается напряженность магнитного поля обратного направления, то возникает магнитная индукция обратного направления. Увеличив ток,

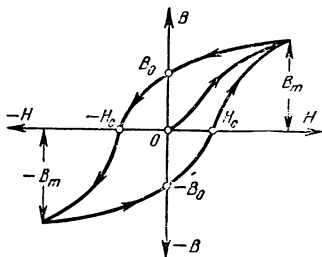


Рис. 4-8. Кривая первоначального намагничивания и петля гистерезиса.

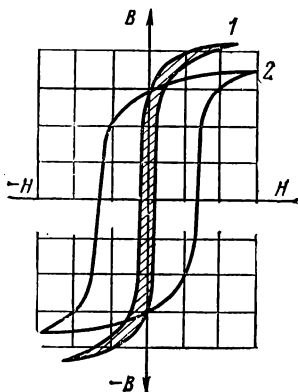


Рис. 4-9. Петля гистерезиса магнитномягкого (1) и магнитотвердого (2) материалов.

жестькость магнитного поля в А/см, то площадь петли гистерезиса будет измеряться в  $B \cdot A \cdot c/cm^3 = Дж/см^3$ .

Для циклически перемагничиваемых сердечников желательно применять ферромагнитные материалы с очень узкой петлей гистерезиса (рис. 4-9, поз. 1), чтобы уменьшить потери в них от гистерезиса. Таким материалом является электротехническая листовая сталь.

Для постоянных магнитов нужен материал с большими коэрцитивной силой и остаточным намагничиванием. У таких магнитотвердых материалов петля гистерезиса имеет большую площадь (рис. 4-9, поз. 2), но постоянные магниты циклическому перемагничиванию не подвергаются.

#### 4-5. РАСЧЕТ МАГНИТНОЙ ЦЕПИ

Задачей расчета в большинстве случаев является определение н. с.  $Iw$ , необходимой для того, чтобы возбудить в магнитопроводе определенный магнитный поток или определенную магнитную индукцию в некотором участке магнитной цепи (чаще всего в воздушном промежутке).

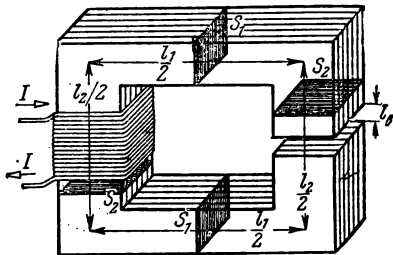


Рис. 4-10. Магнитопровод с воздушным зазором.

Расчет ведется на основании закона полного тока, согласно которому сумма магнитных напряжений на отдельных участках цепи равна н. с.:

$$\sum_{k=1}^n H_k l_k = Iw. \quad (4-4)$$

Магнитная цепь делится по возможности на небольшое число  $n$  участков (рис. 4-10), в пределах каждого из которых можно считать напряженность  $H$  и индукцию  $B$  постоянными. Затем, если

задан магнитный поток  $\Phi$  для одного из участков, имеющего сечение  $S_1$ , определяется магнитная индукция

$$B_1 = \Phi / S_1,$$

а на основании значения  $B_1$  с помощью кривой намагничивания материала этого участка сердечника определяется напряженность  $H_1$ , соответствующая индукции  $B_1$  (рис. 4-11). В таком же порядке для второго участка можно найти сначала  $B_2 = \Phi / S_2$ , а затем по кривой намагничивания  $H_2$ . Этим путем последовательно определяется значение напряженности для всех участков цепи.

Если в магнитной цепи имеется малый воздушный промежуток (или неферромагнитный участок), то сечение пути потока в воздухе можно принять равным сечению прилегающего ферромагнитного участка. Следовательно, индукция в воздушном промежутке  $B_B$  равна индукции на этом соседнем участке (на рис. 4-10  $B_B = B_2$ ). На основании этой индукции определяем напряженность поля; обычно в воздухе она относительно велика

$$H_B = B_B / \mu_0.$$

Длиной каждого из участков цепи следует считать длину средней магнитной линии потока.

После того как определено магнитное напряжение  $H_k l_k$  для всех участков цепи, на основании закона полного тока подсчитываем необходимую н. с.:

$$Iw = H_1 l_1 + H_2 l_2 + H_B l_B,$$

или, если известно число витков катушки,

$$I = (H_1 l_1 + H_2 l_2 + H_B l_B) / w.$$

При расчете полезно обратить внимание на то, что на маленький воздушный промежуток затрачивается большая часть н. с.

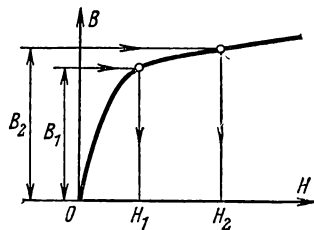


Рис. 4-11. Определение напряженности магнитного поля в ферромагнетике на основании его кривой намагничивания.



Если нужно решить обратную задачу — определить магнитный поток или индукцию на основании заданной н. с.  $Iw$ , то расчет несколько усложняется из-за того, что неизвестно распределение напряженности  $H$  между отдельными участками цепи, а оно зависит от неизвестной магнитной индукции. По этой причине задачу приходится решать путем подбора или посредством построения магнитной характеристики устройства. Нужно задаться некоторым вероятным значением магнитного потока  $\Phi'$  (или индукции для одного из участков) и рассчитать, как это было сделано выше, н. с.  $I'w$ , необходимую для возбуждения этого потока. Полученное таким путем значение  $I'w$  следует сопоставить с заданным значением  $Iw$ . Если  $I'w$  существенно отличается от  $Iw$ , то нужно повторить расчет, задавшись новым значением  $\Phi''$ ; на основании этого расчета найти новое значение  $Iw$  и т. д.

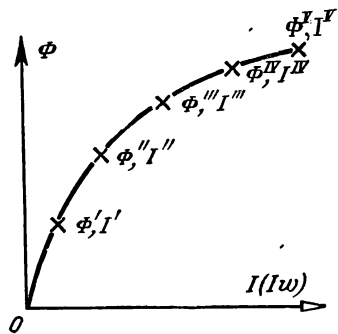


Рис. 4-12. Магнитная характеристика.

Кривая зависимости потока  $\Phi$  от н. с.  $Iw$ , построенная на основании таких расчетов, выполненных примерно для пяти значений  $\Phi$ , будет представлять собой магнитную характеристику цепи (рис. 4-12), с помощью которой легко определить поток, соответствующий любому значению н. с.

#### 4-6. ЗАКОН ОМА ДЛЯ МАГНИТНОЙ ЦЕПИ

Для наглядной характеристики условий в магнитной цепи удобно сопоставление ее с цепью электрической.

На основании закона полного тока легко получить формулу, выражающую зависимость магнитного потока от н. с. Возьмем простейшее выражение закона полного тока

$$\sum_{k=1}^n H_k l_k = Iw$$

и, заменив в нем

$$H_k = B_k / \mu_{ak} = \Phi / (S_k \mu_{ak}),$$

получим магнитный поток

$$\Phi = \frac{Iw}{\sum_{k=1}^n \frac{l_k}{\mu_{ak} S_k}}. \quad (4-5)$$

Эту формулу можно сопоставить с законом Ома для электрической цепи:

$$I = \frac{E}{\sum_{k=1}^n \frac{l_k}{\gamma_k S_k}},$$

где  $\gamma_k$  — удельная электрическая проводимость;  $l_k / \gamma_k S_k = r_k$  — сопротивление участка электрической цепи.

На основании такого сопоставления величина в знаменателе выражения (4-5) именуется магнитным сопротивлением  $R_{mk} = l_k / (\mu_{ak} S_k)$ .

Таким образом, формула (4-5) читается следующим образом: магнитный поток равен н. с., деленной на магнитное сопротивление.

Для расчетов формула (4-5) применяется редко. При наличии стального магнитопровода магнитная проницаемость  $\mu$  сама зависит от значения потока и, следовательно, в формуле оказываются два неизвестных. Если же ферромагне-

тики в магнитном поле отсутствуют, то в большинстве случаев магнитное поле неоднородно и весьма затруднительно рассчитать магнитное сопротивление.

Следует иметь в виду, что аналогия формул не соответствует аналогия процессов. Электрический ток есть направленное движение материальных частиц — кинетический процесс, требующий непрерывной затраты энергии. Магнитный поток есть только состояние среды, создаваемое воздействием н. с.

#### 4-7. МЕХАНИЧЕСКИЕ СИЛЫ И РАБОТА ТОКА В МАГНИТНОМ ПОЛЕ

На проводник с током, помещенный в магнитное поле, действует механическая сила  $F$ , стремящаяся сместить проводник (рис. 4-13). Направление этой силы удобно определять, пользуясь правилом левой руки: нужно поставить ладонь навстречу направлению поля (чтобы магнитные линии входили в ладонь) и вытянуть четыре пальца вдоль проводника по направлению тока, тогда отставленный большой палец покажет направление механической силы, действующей на проводник и стремящейся сместить этот проводник. Так как эта сила есть следствие взаимодействия тока и магнитного поля, то она часто именуется **электромеханической** (по-английски **electromechanical**) силой. Эта сила  $F$  пропорциональна произведению силы тока ( $I$ ) на магнитную индукцию ( $B$ ) поля, в котором находится проводник. Она пропорциональна также активной длине проводника  $l$  (т. е. длине той части проводника, которая находится в магнитном поле) и зависит от направления проводника по отношению  $B$ . Если прямолинейный проводник образует с направлением магнитных линий угол  $\alpha$ , а магнитная индукция вдоль всей длины  $l$  одинакова (т. е. магнитное поле равномерно), то электромагнитная сила

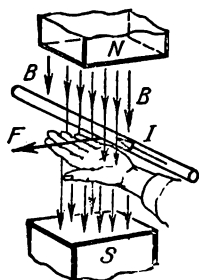


Рис. 4-13. Правило левой руки.

$$F = BIl \sin \alpha. \quad (4-6)$$

Если проводник расположен практически перпендикулярно к направлению магнитного поля ( $\sin \alpha = 1$ ), что имеет место в большом числе электрических машин и аппаратов, то

$$F = BIl. \quad (4-7)$$

В системе СИ электромагнитное действие магнитного поля можно использовать для определения единицы магнитной индукции. Тесла (Т) — это индукция в таком равномерном магнитном поле, в котором на прямолинейный проводник длиной 1 м, когда по нему проходит ток силой 1 А, действует сила 1 Н; при этом направление проводника образует с направлением поля угол  $90^\circ$ . Следовательно,  $1 \text{ Т} = \text{Н}/(\text{А} \cdot \text{м})$ . Напомним, что  $\text{Н} \cdot \text{м} = \text{Дж} = \text{В} \cdot \text{А} \cdot \text{с}$ , на основании чего тесла ( $\text{Т} = \text{Дж}/(\text{А} \cdot \text{м}^2) = \text{В} \cdot \text{А} \cdot \text{с}/(\text{А} \cdot \text{м}^2) = \text{В} \cdot \text{с}/\text{м}^2 = \text{Вб}/\text{м}^2$ ; кроме того,

$$1 \text{ Т} = 10^4 \text{ Гс}.$$

Если длина измерена в сантиметрах, что делается в большинстве случаев при практических электротехнических расчетах, то

$$F = 0,01 BIl \sin \alpha.$$

Электромагнитные силы используются во всех электродвигателях для получения вращающего момента, а в генераторах они создают тормозящий момент, который должен преодолевать первичный двигатель. В обоих случаях проводники на вращающейся части машины расположены практически перпендикулярно к направлению магнитного поля, следовательно,  $\alpha = 90^\circ$ ,  $\sin \alpha = 1$ , а электромагнитная сила в этих условиях будет:

$$F = BIl. \quad (4-8)$$

Работа, совершаемая при перемещении проводников, равна произведению силы  $F$  на путь  $dx$ , проходимый проводником в магнитном поле. Если считать в пределах малого участка пути  $dx$  индукцию  $B$  постоянной, то работа

$$dA = F dx = BIl dx,$$

но  $l dx$  есть площадь  $dS$ , которую описал проводник, а произведение индукции на площадь есть магнитный поток  $d\Phi = B dx$ , который проводник пересек при своем движении. Следовательно, работа  $dA = Id\Phi$ , т. е. работа, производимая электромагнитной силой при движении проводника с током в магнитном поле, равна произведению силы тока на пересеченный проводником магнитный поток. Если ток измерен в амперах, а поток — в веберах, то работа будет выражена в джоулях:

$$1 \text{ А} \cdot \text{Вб} = 1 \text{ А} \cdot \text{В} \cdot \text{с} = 1 \text{ Дж}.$$

Мы привели в качестве примера частный случай прямолинейного проводника, движущегося в равномерном магнитном поле, но это определение работы тока в магнитном поле справедливо и для проводника любой формы, движущегося в неоднородном поле в любом направлении.

Применим закон электромагнитной силы для расчета силы взаимодействия проводов двухпроводной линии (рис. 4-14).

Посредством измерения силы такого электродинамического взаимодействия определяется основная электрическая единица — ампер.

На расстоянии  $a$  от оси провода  $1$  напряженность магнитного поля, возбуждаемого током этого провода (см. § 4-3),

$$H = I/2\pi a.$$

Следовательно, индукция здесь

$$B = H\mu_a = \mu_0 I/2\pi a.$$

Линии магнитного поля первого провода перпендикулярны направлению провода  $2$ , следовательно, на второй провод будет действовать электромагнитная сила  $F$ :

$$F = BIl = \mu_0 \frac{l}{2\pi a} I^2. \quad (4-9)$$

Такая же сила, но противоположного направления, создается воздействием поля провода  $2$  на провод  $1$ . Направление обеих сил определяется с помощью правила левой руки — это силы взаимного отталкивания. При встречном направлении токов провода отталкиваются, а при одинаковом, согласном направлении — притягиваются.

В нормальных рабочих условиях электротехнических устройств эти силы относительно малы, но при коротких замыканиях токи увеличиваются часто в сотни раз. Так как электромагнитные силы пропорциональны квадрату силы тока, то, следовательно, они возрастают в десятки тысяч раз и могут вызывать серьезные повреждения устройств.

#### 4-8. ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ ИНДУКЦИЯ

Закон электромагнитной индукции можно рассматривать как прямое следствие закона электромагнитной силы, хотя он был выведен на основании экспериментов.

В проводнике, движущемся в магнитном поле, возбуждается электрическое поле, пропорциональное магнитной индукции и скорости движения проводника. В проводнике происходит смещение зарядов против направления сил электрического поля, как это имеет место внутри всякого источника электроэнергии. Сле-

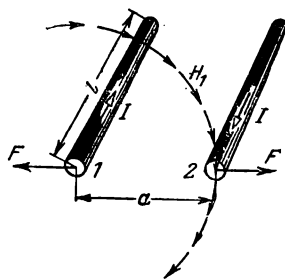


Рис. 4-14. Два параллельных провода воздушной линии, обтекаемой током.

довательно, здесь действует э. д. с., называемая индуцированной э. д. с. Если проводник движется под углом  $\alpha$  к направлению магнитного поля, то э. д. с. будет:

$$E = -vBl \sin \alpha. \quad (4-10)$$

Направление смещения зарядов в проводнике можно определить при помощи правила левой руки. Но проще определять непосредственно направление э. д. с. по правой руке (рис. 4-15); если поставить правую руку ладонью навстречу магнитным линиям и направить отставленный большой палец по направлению движения проводника, то вытянутые пальцы покажут направление индуцированной э. д. с.

Знак минус в уравнении э. д. с. выражает собой принцип Ленца, т. е. индуцированная э. д. с. стремится противодействовать причине, ее вызывающей. Например, если замкнуть проводник на некоторое сопротивление

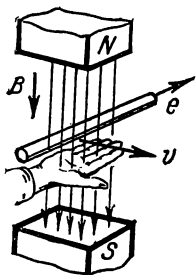


Рис. 4-15. Правило правой руки.

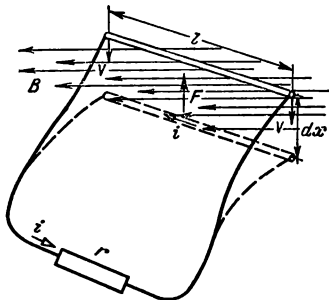


Рис. 4-16. Изменение потоко-сцепления контура при движении проводника.

(рис. 4-16), то э. д. с. вызовет в созданном таким образом контуре ток  $i$ . Взаимодействие этого тока с магнитным полем создаст электромагнитную силу, противодействующую движению проводника, т. е. причине, возбуждающей э. д. с. в контуре.

Закон электромагнитной индукции может быть выражен и другой формулой, имеющей более общее значение. Скорость движения проводника может быть выражена через путь  $dx$ , проходимый им за время  $dt$ , т. е.  $v = dx/dt$ . На основании этого

$$E = -B l dx/dt.$$

Произведение индукции  $B$  на площадь  $l dx$  есть магнитный поток  $d\Phi = B l dx$ , пересеченный проводником за время  $dt$ ; следовательно,

$$E = -d\Phi/dt. \quad (4-11)$$

В этом уравнении  $d\Phi$  — поток, который проводник пересек за время  $dt$ , но вместе с тем  $d\Phi$  есть изменение потока  $\Phi$ , сцепленного с контуром, в котором индуцируется э. д. с. Следовательно, индуцированная э. д. с. равна скорости изменения потока, сцепленного с контуром. На основании закона электромагнитной индукции определяется единица магнитного потока. Один вебер есть магнитный поток, при убывании которого до нуля за 1 с в контуре, сцепленном с этим потоком, индуцируется э. д. с., равная 1 В.

Электрические токи индуцируются не только в проводах обмоток электрических машин, аппаратов и приборов, они возникают в любых проводящих телах, находящихся в переменном магнитном поле. Они называются вихревыми токами. В электрических цепях токи направлены вдоль проводников и замыкаются по точно определенным путям. Вихревые токи замыкаются непосредственно в проводящей массе, образуя в ней вихреобразные контуры, сцепляющиеся с индуцирующими эти токи магнитными потоками (см. рис. 8-9).

Согласно принципу Ленца магнитное поле вихревых токов стремится противодействовать изменению магнитного потока, их индуктирующего, вследствие чего при переменном намагничивающем токе вихревые токи обладают сильным размагничивающим действием, в частности в массивном железном сердечнике они почти полностью уничтожают переменный магнитный поток. Кроме того, они вызывают значительные потери энергии на нагревание сердечника.

#### 4.9. ЭЛЕКТРОДВИЖУЩАЯ СИЛА, ИНДУКТИРУЕМАЯ В КАТУШКЕ, И ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЕ

В различных электромагнитных устройствах — трансформаторах, машинах, измерительных приборах — магнитный поток пронизывает катушку устройств, сцепляясь с отдельными ее витками (рис. 4-17). Этот поток может по-разному сцепляться с отдельными витками катушки. Например, на рис. 4-17 часть магнитного потока  $\Phi_1$  сцепляется со всеми десятью витками, а часть  $\Phi_2$  — только с тремя витками.

Если катушка перемещается по отношению к потоку или сам поток изменяется по времени, то в каждом из  $w$  витков индуцируется некоторая э. д. с.

$$e_0 = -d\Phi_B/dt.$$

Так как витки катушки соединены между собой последовательно, то э. д. с.  $e_K$ , индуцируемая во всей катушке, будет равна сумме э. д. с., индуцируемых в отдельных витках катушки:

$$e_K = -d(\Phi_1 + \Phi_2 + \dots + \Phi_n + \dots + \Phi_w)/dt.$$

Величина в скобках является суммой потоков отдельных витков катушки. Она называется потокоцеплением, или полным магнитным потоком  $\Psi$  катушки:

$$\Psi = \Phi_1 + \Phi_2 + \dots + \Phi_n + \dots + \Phi_w = \sum_{n=1}^w \Phi_n,$$

а измеряется, как и магнитный поток, в веберах (или максвеллах).

Заметим, что один и тот же магнитный поток индуцирует э. д. с. во всех витках, с которыми он сцеплен.

Таким образом, э. д. с., индуцируемая в катушке, будет:

$$e_K = -d\Psi/dt, \quad (4-12)$$

т. е. индуцируемая э. д. с. равна скорости изменения потокоцепления. Это выражение индуцируемой э. д. с. применимо к самым сложным устройствам и является наиболее общим выражением закона электромагнитной индукции.

Если весь магнитный поток  $\Phi$  пронизывает все витки катушки (рис. 4-18), то имеет место полное потокоцепление. В этом случае

$$\Phi_1 = \Phi_2 = \dots = \Phi_n = \dots = \Phi_w = \Phi,$$

следовательно,  $\Psi = w\Phi$ .

Электродвижущая сила, индуцируемая в катушке, при полном потокоцеплении

$$e_K = -d\Psi/dt = -w d\Phi/dt. \quad (4-13)$$

Рис. 4-18. Полное потокоцепление катушек.

Эта формула является исходной для расчета э. д. с., индуцируемых в катушках большинства машин и аппаратов, так как в них потокоцепление обычно близко к полному.

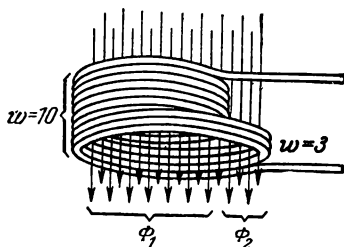
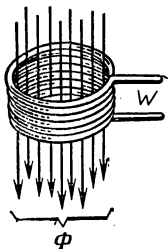


Рис. 4-17. Различное потокоцепление двух катушек.



## 4-10. ИНДУКТИВНОСТЬ

Магнитный поток  $\Phi$ , а следовательно, и потокоцепление  $\Psi$  электрической цепи или какой-либо ее части пропорциональны току, их возбуждающему. Соответствующий коэффициент пропорциональности именуется индуктивностью

$$L = \Psi / I. \quad (4-14)$$

Следовательно, индуктивность есть свойство электрической цепи образовывать потокоцепление при протекании тока. Это один из основных параметров электротехнических устройств. Так как ток всегда возбуждает магнитное поле, то, следовательно, любой элемент цепи тока должен обладать индуктивностью. Конечно, в ряде случаев эта индуктивность может быть настолько мала, что ее влиянием можно пренебречь.

Единица индуктивности определяется через единицы потокоцепления ( $1 \text{ Вб} = 1 \text{ В} \cdot \text{с}$ ) и тока:

$$1 \text{ Вб} / \text{А} = 1 \text{ В} \cdot \text{с} / \text{А} = 1 \text{ Ом} \cdot \text{с}.$$

Эта единица называется г е н р и ( $\text{Г} = \text{Ом} \cdot \text{с}$ ). Согласно определению индуктивности  $1 \text{ Г}$  есть индуктивность устройства, в котором ток  $1 \text{ А}$  возбуждает потокоцепление  $1 \text{ Вб}$ .

Изменения силы тока вызывают изменения возбуждаемого этим током потокоцепления. Согласно закону электромагнитной индукции при изменении потокоцепления в цепи индуцируется э. д. с.

$$e_L = - d\Psi / dt = - d(L i) / dt$$

и при  $L = \text{const}$

$$e_L = - L di / dt.$$

Индуктируемая таким образом э. д. с. называется э. д. с. самоиндукции, так как изменения силы тока индуцируют э. д. с. в той самой цепи, по которой этот ток проходит.

На основании выражения э. д. с. самоиндукции индуктивность можно считать коэффициентом пропорциональности между изменением силы тока во времени и индуцируемой при этом э. д. с. самоиндукции. Соответственно можно определять единицу индуктивности  $1 \text{ Г}$  как индуктивность устройства, в котором при изменении силы тока на  $1 \text{ А}$  в секунду индуцируется э. д. с. самоиндукции  $1 \text{ В}$ .

Индуктивность катушки в простейшем случае может быть определена следующим путем: на основании (4-5) и (4-14) потокоцепление катушки

$$\Psi = w\Phi = w^2 I / \sum_{k=1}^n R_{Mk}. \quad (4-15)$$

Таким образом,

$$L = \frac{\Psi}{I} = \frac{w^2}{\sum_{k=1}^n R_{Mk}} = \frac{w^2}{\sum_{k=1}^n \frac{l_k}{\mu_{ak} S_k}}. \quad (4-16)$$

Здесь  $\sum_{k=1}^n R_{Mk} = \sum_{k=1}^n \frac{l_k}{\mu_{ak} S_k}$  = сумма магнитных сопротивлений цепи потока  $\Phi$ . Наконец, в случае однородной магнитной цепи (тороид) индуктивность катушки

$$L = w^2 / R_M = \mu_a w^2 S / l. \quad (4-17)$$

Индуктивность становится непостоянной при наличии ферромагнетика в магнитном поле катушки, так как магнитная проницаемость ферромагнетика зависит от напряженности магнитного поля.

Знак минус в выражении э. д. с. самоиндукции соответствует принципу Ленца, т. е. э. д. с. индуцируется изменениями тока и этим изменениям она

противодействует. В цепи, содержащей индуктивность  $L$  и сопротивление  $r$ , ток создается совместным действием напряжения  $U$  источника электроэнергии и э. д. с. самоиндукции:

$$i = (U + e_L)/r$$

и, следовательно,

$$U = ir + L di/dt. \quad (4-18)$$

Это дифференциальное уравнение цепи, содержащей сопротивление и индуктивность, соединенные последовательно (рис. 4-19).

При включении такой цепи под постоянное напряжение э. д. с. самоиндукции задерживает нарастание силы тока. Из-за ее противодействия после включения цепи сила тока не сразу достигает установившегося значения  $I = U/r$ , определяемого законом Ома для цепи постоянного тока. В течение некоторого времени после включения под напряжение в цепи будет протекать переходный процесс.

В большинстве случаев при включении цепей постоянного тока, обладающих индуктивностью, переходный процесс практически заканчивается относительно быстро, в течение десятых или сотых долей секунды.

Рассмотрим теперь энергетические причины, обуславливающие переходный процесс при включении цепи с индуктивностью под напряжение. Умножив дифференциальное уравнение цепи (4-15) на  $idt$ , преобразуем его в энергетическое уравнение процесса:

$$U i dt = i^2 r dt + L i di = i^2 r dt + \Psi di.$$

Левая часть уравнения выражает собой энергию, переданную источником в цепь за время  $dt$ . В правой части первый член есть выражение энергии, преобразовавшейся в тепло, а второй — энергии, поглощенной магнитным полем. Следовательно, при увеличении силы тока на  $di$  в магнитном поле накапливается энергия

$$dW_M + L i di = \Psi di.$$

Таким образом, при возрастании силы тока от нуля до некоторого конечного значения  $I$  в магнитное поле поступит энергия

$$W_M = \int_0^I L i di = \frac{LI^2}{2} = \frac{\Psi I}{2}.$$

Это выражение аналогично по форме выражению кинетической энергии тела, обладающего массой  $m$  и движущегося со скоростью  $v$ ,  $mv^2/2$ , так же как выражение силы инерции  $f = -mdv/dt$  аналогично по форме выражению э. д. с. самоиндукции

$$e_L = -L di/dt.$$

В обоих случаях ток сопоставляется со скоростью, а индуктивность с массой. Этой аналогии формулы соответствует аналогия процессов; явления самоиндукции можно называть явлениями электромагнитной инерции.

Для того чтобы покоявшееся тело достигло скорости  $v$ , ему необходимо сообщить кинетическую энергию  $mv^2/2$ ; совершенно также, чтобы сила тока  $i$  достигла значения  $I = U/r$ , необходимо накопить в магнитном поле энергию  $LI^2/2$ . Это накопление не может произойти мгновенно, так как мощность  $p = dW/dt$ , поэтому для мгновенного увеличения энергии (скачком) на  $\Delta W$  понадобилась бы бесконечно большая мощность  $p = \Delta W/0 = \infty$ . С точки зрения энергетической, причиной переходного процесса в цепи с индуктивностью является несоответствие энергии магнитного поля условиям поля установившегося тока. Во время переходного процесса происходит постепенное накопление энергии в магнитном поле. Переходный процесс прекращается, когда эта энергия достигает значения  $LI^2/2$ , соответствующего установившемуся значению силы тока  $I$ .

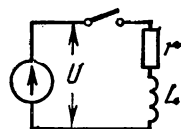


Рис. 4-19. Закрытие цепи, содержащей  $L$  и  $r$ .

Большое практическое значение имеют явления самоиндукции при выключении электрических цепей. Ток в цепи с индуктивностью не может быть мгновенно прерван. Такому прерыванию воспрепятствует э. д. с. самоиндукции. При размыкании цепи с индуктивностью, например посредством рубильника, э. д. с. самоиндукции, стремясь поддержать ток в цепи, пробивает воздушный промежуток между расходящимися контактами и создает дугу в этом промежутке. Через такую дугу цепь тока остается некоторое время замкнутой, а сила тока постепенно уменьшается, пока, наконец, дуга обрывается и ток прекращается.

Электрическая дуга, возникающая при выключении цепи с индуктивностью, может сильно нагревать размыкаемые контакты и вызывать их обгорание и разрушение. Желательно, чтобы такая дуга возможно скорее обрывалась. Для ускорения гашения дуги в выключающих аппаратах предусматриваются специальные устройства: пружины, ускоряющие расхождение контактов, и устройства, растягивающие дугу (струя минерального масла или горячего воздуха либо магнитное поле и т. д.). Особенно тяжелы условия выключения постоянного тока высокого напряжения. Выключение переменного тока высокого напряжения проще благодаря тому, что дуга между контактами разрывается во время прохождения переменного тока через нулевое значение.

#### 4-11. ВЗАИМНЫЕ ИНДУКЦИЯ И ИНДУКТИВНОСТЬ

Взаимная индукция есть явление возникновения э. д. с. в одной цепи при изменении силы тока в другой цепи. Это частный случай уже известного нам явления электромагнитной индукции.

Две катушки  $w_1$  и  $w_2$  расположены так, что магнитный поток одной катушки частично сцепляется со второй катушкой (рис. 4-20). Эту часть магнитного потока, сцепляющуюся с обеими катушками, обозначим  $\Phi_{12}$ . Поток  $\Phi_{12}$ , пронизывая  $w_2$  витков второй катушки, создает в ней потокосцепление  $\Psi_{12} = w_2 \Phi_{12}$ . Так как поток  $\Phi_{12}$  пропорционален силе тока  $i_1$ , его возбуждающей, то и потокосцепление  $\Psi_{12}$  пропорционально этой силе тока.

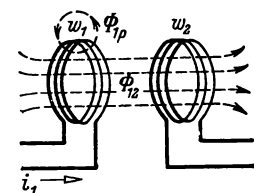


Рис. 4-20. Две катушки, сцепленные общим потоком  $\Phi_{12}$ .

Коэффициент пропорциональности между силой тока одной цепи и возбуждаемым ею потокосцеплением второй цепи называется взаимной индуктивностью  $M$  этих цепей. Следовательно,  $M_{12}i_1 = \Psi_{12}$  или  $M_{12} = \Psi_{12}/i_1 = w_2\Phi_{12}/i_1$ .

Когда во второй катушке проходит ток  $i_2$ , тогда им возбуждается поток  $\Phi_{21}$ , пронизывающий первую катушку и создающий в ней потокосцепление  $\Psi_{21} = w_1\Phi_{21}$ . Соответствующая взаимная индуктивность при этих условиях будет:

$$M_{21} = \Psi_{21}/i_2 = w_1\Phi_{21}/i_2.$$

Мы не можем здесь привести строгое доказательство с использованием теории электромагнитного поля равенства  $M_{12}$  и  $M_{21}$ . Упрощая условия, можно считать две н. с. системы взаимной индуктивности включенные последовательно по отношению к общему потоку. В обоих случаях магнитные потоки  $\Phi_{12}$  и  $\Phi_{21}$  замыкаются по одному и тому же пути, сцепляясь с обеими катушками. Магнитное сопротивление  $R_M$  для обоих этих потоков одинаково. Следовательно, на основании закона Ома для магнитной цепи

$$\Phi_{12} = i_1 w_1 / R_M; \quad \Phi_{21} = i_2 w_2 / R_M.$$

Подставив эти выражения потоков в уравнения для значений взаимной индуктивности системы, получим:

$$M_{12} = w_2\Phi_{12}/i_1 = w_1 w_2 / R_M \text{ и } M_{21} = w_1\Phi_{21}/i_2 = w_1 w_2 / R_M = M_{12}. \quad (4-19)$$

Следовательно, взаимная индуктивность не зависит от того, со стороны какого контура ее определять:

$$M = w_1 w_2 / R_M. \quad (4-20)$$



При изменении тока первой катушки согласно закону электромагнитной индукции (см. § 4-8) во второй катушке индуцируется э. д. с.

$$e_{M2} = - d\Psi_{12}/dt = - M di_1/dt \quad (4-21)$$

и совершенно так же при изменении тока во второй катушке в первой индуцируется э. д. с.

$$e_{M1} = - d\Psi_{21}/dt = - M di_2/dt. \quad (4-22)$$

Следовательно, взаимную индуктивность можно рассматривать так же, как коэффициент пропорциональности между изменениями силы тока по времени в одной цепи и э. д. с., индуцируемой при этом во второй цепи.

Взаимная индуктивность  $M$  измеряется в тех же единицах, что и индуктивность  $L$ , т. е. в генри.

Следовательно, взаимной индуктивностью 1 Г обладают такие цепи, в которых сила тока 1 А в одной цепи возбуждает во второй цепи потокосцепление 1 Вб. Второе определение: взаимной индуктивностью 1 Г обладают такие две цепи, в которых изменение силы тока на 1 А за 1 с в одной цепи индуцирует во второй цепи э. д. с., равную 1 В.

Связь между индуктивностями и взаимной индуктивностью двух катушек определяется на основании условий магнитного поля системы.

Ток  $I_1$  возбуждает поток  $\Phi_{11}$ , часть которого  $\Phi_{12}$  сцепляется с обеими катушками, часть  $\Phi_{1p}$ , называемая потоком рассеяния, сцепляется только с витками первой катушки:

$$\Phi_{11} = \Phi_{1p} + \Phi_{12}.$$

Следовательно потокосцепление первой катушки, возбуждаемое только ее током, будет:

$$\Psi_{11} = w_1 \Phi_{11} = w_1 \Phi_{1p} + w_1 \Phi_{12}.$$

Пользуясь аналогичными обозначениями, получим для второй катушки выражение  $\Psi_{22} = w_2 \Phi_{22} = w_2 \Phi_{2p} + w_2 \Phi_{12}$ .

Индуктивность первой катушки

$$L_1 = \Psi_{11}/I_1.$$

Взаимная индуктивность  $M = w_2 \Phi_{12}/I_1$ , или  $\Phi_{12} = MI_1/w_2$ . Назовем величину  $w_1 \Phi_{1p} = \Psi_{1p}$  потокосцеплением рассеяния, а  $\Psi_{1p}/I_1 = L_{1p}$  — индуктивностью рассеяния. Индуктивность первой катушки

$$L_1 = \frac{\Psi_{11}}{I_1} = \frac{\Psi_{1p}}{I_1} + \frac{w_1 \Phi_{12}}{I_1} = L_{1p} + \frac{w_1}{w_2} M, \quad (4-23)$$

аналогично индуктивность второй катушки

$$L_2 = L_{2p} + \frac{w_2}{w_1} M. \quad (4-24)$$

Понятие магнитного рассеяния очень важно практически для расчетов трансформаторов, машин и т. д.

Если две катушки связаны общим магнитным потоком, причем к зажимам одной из них приложено внешнее напряжение  $u_1$ , а к зажимам второй  $u_2$  (рис. 4-21), то ток в каждой из катушек можно рассматривать как создаваемый совместным действием внешнего напряжения и двух индуцированных э. д. с. — самоиндукции и взаимной индукции:

$$i_1 = (u_1 + e_{L1} \pm e_{M1})/r_1$$

и

$$i_2 = (u_2 + e_{L2} \pm e_{M2})/r_2;$$

знак плюс или минус для э. д. с. взаимной индукции зависит от направления полей катушек: плюс, когда их потоки складываются, или минус, когда эти потоки вычитаются.

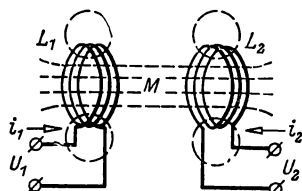


Рис. 4-21. Система из двух катушек, обтекаемых токами.

На основании этих двух уравнений для токов, выразив э. д. с. через индуктивность  $L$ , взаимную индуктивность  $M$  и изменения соответствующих токов во времени, составляем два уравнения напряжения цепей, содержащих взаимные индуктивности:

$$u_1 = i_1 r_1 + L_1 di_1/dt \pm M di_2/dt; \quad (4-25)$$

$$u_2 = i_2 r_2 + L_2 di_2/dt \pm M di_1/dt. \quad (4-26)$$

При наличии взаимной индуктивности ее влияние изменяет общую энергию магнитного поля.

Чтобы определить это влияние, обратимся к уравнениям напряжения (4-25) и (4-26). Умножив первое на  $i_1 dt$ , а второе на  $i_2 dt$ , преобразуем их в энергетические уравнения:

$$u_1 i_1 dt = i_1^2 r_1 dt + L_1 i_1 di_1 \pm M i_1 di_2;$$

$$u_2 i_2 dt = i_2^2 r_2 dt + L_2 i_2 di_2 \pm M i_2 di_1.$$

Левые части этих уравнений выражают собой энергию, сообщенную системе источниками напряжений за время  $dt$ , а в правой части первые члены — энергию, превращающуюся в тепло, вторые члены — энергию магнитного поля индуктивности, а третьи — энергию, обусловленную взаимной индуктивностью. Последние положительные при согласном направлении магнитных полей катушек; в дальнейшем мы будем рассматривать лишь согласное соединение.

Чтобы определить энергию общего магнитного поля системы  $W_M$ , сложим вторые и третьи члены обоих уравнений и проинтегрируем эту сумму:

$$W_M = L_1 \int_0^{i_1} i_1 di_1 + M \int_0^{i_2} i_1 di_2 + L_2 \int_0^{i_2} i_2 di_2 + M \int_0^{i_1} i_2 di_1.$$

Воспользуемся в дальнейшем известной подстановкой

$$\int_0^{i_2} i_1 di_2 = i_1 i_2 - \int_0^{i_1} i_2 di_1;$$

таким образом,

$$W_M = \frac{L_1 i_1^2}{2} + M i_1 i_2 - M \int_0^{i_1} i_2 di_1 + \frac{L_2 i_2^2}{2} + M \int_0^{i_1} i_2 di_1,$$

на основании чего

$$W_M = L_1 i_1^2/2 + L_2 i_2^2/2 + M i_1 i_2, \quad (4-27)$$

а отдельно рассматриваемая энергия магнитного поля взаимной индуктивности

$$W_{M.вз} = M i_1 i_2. \quad (4-28)$$

Это выражение справедливо и для встречного соединения, но в последнем случае на величину  $W_{M.вз}$  уменьшается общая энергия поля.

Явление взаимной индукции положено в основу действия трансформаторов. В них поток рассеяния весьма мал благодаря наличию ферромагнитного сердечника, усиливающего и направляющего магнитный поток. Но из-за наличия ферромагнитного сердечника становится непостоянной величина

$$M = w_1 w_2 / R_M = \mu_a \frac{w_1 w_2 S}{l}, \quad (4-29)$$

так как  $\mu_a$  ферромагнетика — величина, зависящая от напряженности поля. По этой причине понятие взаимной индуктивности  $M$  практически применяется лишь при расчетах трансформаторов без ферромагнитного сердечника — воздушных трансформаторов, применяемых для токов высокой частоты.

## 4-12. ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СИЛА И ЭНЕРГИЯ МАГНИТНОГО ПОЛЯ

При расчете механических сил, действующих в электроизмерительных приборах, в ряде реле и в различных электромагнитах часто удобно использовать общее определение электромагнитной силы через изменение энергии магнитного поля устройства. Под электромагнитной силой в этих случаях подразумеваются силы взаимодействия контуров с токами и силы притяжения ферромагнитных тел к таким контурам или к магнитам.

В качестве общего примера определения электромагнитной силы рассмотрим условия в системе, состоящей из катушек  $w_1$  и  $w_2$ , обтекаемых токами  $i_1$  и  $i_2$  (рис. 4-22). К зажимам этих катушек приложены напряжения  $u_1$  и  $u_2$ . Под действием электромагнитической силы  $f$  (на рисунке — силы отталкивания) катушка  $w_2$  перемещается, т. е. изменяет свою координату  $x$  на  $dx$ , причем все остальные координаты, определяющие ее положение в пространстве, не изменяются. Катушка  $w_1$  во время этого перемещения остается неподвижной.

За время  $dt$  при перемещении катушки два источника напряжений сообщают системе энергию  $u_1 i_1 dt + u_2 i_2 dt$ .

Эта энергия расходуется на нагревание проводников  $i^2 r dt$  катушек, на механическую работу и на изменение энергии магнитного поля системы, что можно выразить следующим энергетическим уравнением:

$$\begin{aligned} u_1 i_1 dt + u_2 i_2 dt = \\ = i_1^2 r_1 dt + i_2^2 r_2 dt + f dx + dW_M. \end{aligned} \quad (4-30)$$

Энергетическое уравнение системы можно получить и в другой форме, исходя из уравнений напряжений двух катушек: напряжение на зажимах каждой из них равно сумме падения напряжения в активном сопротивлении и напряжения, уравновешивающего э. д. с., индуктируемую в катушке вследствие изменения ее потокосцепления:

$$\begin{aligned} u_1 &= i_1 r_1 + d\Psi_1/dt; \\ u_2 &= i_2 r_2 + d\Psi_2/dt. \end{aligned}$$

Умножим первое из этих равенств на  $i_1 dt$ , а второе на  $i_2 dt$  и сложим результаты

$$u_1 i_1 dt + u_2 i_2 dt = i_1^2 r_1 dt + i_2^2 r_2 dt + i_1 d\Psi_1 + i_2 d\Psi_2.$$

Вычтя последнее уравнение из (4-30), получим:

$$i_1 d\Psi_1 + i_2 d\Psi_2 = f dx + dW_M. \quad (4-31)$$

Потокосцепление первой катушки возбуждается обтекающим ее током  $i_1$  и током  $i_2$  второй катушки. В первом случае коэффициентом пропорциональности между током и потокомсцеплением является индуктивность, во втором случае — взаимная индуктивность (см. § 4-11). Таким образом:

$$\Psi_1 = L_1 i_1 + M i_2.$$

Аналогично для потокосцепления второй катушки

$$\Psi_2 = L_2 i_2 + M i_1.$$

Будем рассматривать частную производную по  $x$  от последнего выражения энергетического баланса (4-31), причем примем, что механическое перемещение в системе не изменяет токи в составляющих ее контурах (например, перемещение

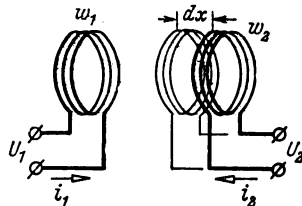


Рис. 4-22. Перемещение катушки под действием электромагнитной силы.

подвижной катушки измерительного механизма, амперметра — см. рис. 13-10 — практически не влияет на измеряемую им силу тока); при этом условии

$$\frac{\partial}{\partial x} (L_1 i_1^2 + M i_1 i_2 + L_2 i_2^2 + M i_1 i_2) = f + \frac{\partial W_M}{\partial \alpha}.$$

В последнем выражении величина в скобках равна удвоенной энергии магнитного поля системы  $2W_M$ . Следовательно, электромагнитная сила, действие которой вызывает перемещение контура, может быть выражена через соответствующее этому перемещению изменение энергии магнитного поля:

$$f = \partial W_M / \partial x. \quad (4-32)$$

Производная положительна, следовательно, электромагнитная сила  $f$  стремится увеличить энергию магнитного поля.

Условие  $di/d\alpha = 0$  практически можно применить к ряду электроизмерительных приборов, в которых перемещение подвижной части связано с изменением энергии магнитного поля.

В ряде других устройств, например во многих электромагнитах, можно считать: что при перемещении подвижного элемента системы магнитный поток не изменяется, т. е. в (4-31)  $d\Psi_1 = 0$  и  $d\Psi_2 = 0$ , в таком случае

$$f = -\partial W_M / \partial x, \quad (4-33)$$

т. е. эта сила может быть определена через изменение энергии магнитного поля, связанное с перемещением; но в этом случае производная отрицательная, т. е. перемещение по направлению силы, вызывает убывание энергии магнитного поля.

Примем условие (4-32) к более конкретному случаю — ориентировочному расчету подъемной силы электромагнита (рис. 4-23). Если считать магнитный поток неизменяющимся при изменении положения якоря на  $\Delta x$ , то, так как удельная энергия магнитного поля

$$W_M/V = B^2/2\mu_0$$

Рис. 4-23. Схема действия подъемного электромагнита.

и, следовательно, изменение энергии магнитного поля при перемещении подвижной части электромагнита на расстояние  $\Delta x$  будет равно

$$\Delta W_M = \frac{B^2}{2\mu_0} \Delta V = \frac{B^2}{2\mu_0} S \Delta x,$$

на основании (4-33) получим:

$$f = -\Delta W_M / \Delta x = B^2 S / 2\mu_0, \text{ Н}, \quad (4-34)$$

или, если сила выражена в килограммах силы, магнитная индукция — в гауссах, площадь — в сантиметрах,

$$f \approx 4B^2 S \cdot 10^{-8}, \text{ кгс.}$$

Эти формулы удобны для ориентировочного расчета подъемной силы электромагнитов постоянного тока любых типов. Но при точном расчете электромагнитов необходимо учитывать особенности каждой из конструкций. В частности, что касается электромагнита (рис. 4-23), формулой (4-33) не учитывается наличие потока рассеяния, замыкающегося помимо подвижного якоря.

## СИНУСОИДАЛЬНЫЙ ПЕРЕМЕННЫЙ ТОК

### 5-1. ПЕРИОД, ЧАСТОТА И ДЛИНА ВОЛНЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Современная энергетика основана на передаче энергии на дальние расстояния при помощи электрического тока. Но обязательным условием передачи электроэнергии на дальние расстояния и удобного распределения ее является возможность применения трансформирования, т. е. простого и с малыми потерями преобразования тока большой силы и низкого напряжения в ток малой силы и высокого напряжения и обратного преобразования. Однако такое преобразование осуществимо лишь посредством электромагнитного аппарата переменного тока — трансформатора. Из-за громадных преимуществ трансформирования современная электроэнергетика построена на применении переменного тока. Исключение составляют лишь линии передачи постоянного тока сверхвысокого напряжения, но и они входят как составная часть в систему переменного тока.

В принципе переменным током можно было бы назвать всякий ток, изменяющийся во времени, но в технике переменным током принято называть ток, периодически изменяющийся по величине и направлению, причем среднее значение этого тока за период равно нулю. Периодическим переменный ток является потому, что спустя промежуток времени, называемый периодом  $T$ , изменения тока повторяются (рис. 5-1).

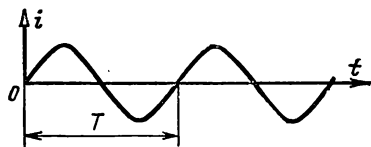


Рис. 5-1. Кривая периодического переменного тока.

Полный круг изменений переменного тока называется **циклом**, поэтому **период** есть длительность одного цикла переменного тока. Число периодов (или циклов) в секунду называется **частотой**  $f$ , следовательно, это величина, обратная периоду,  $f = 1/T$ . Частота измеряется в герцах ( $\text{Гц} = 1/\text{с}$ ). Частота переменного тока равна 1 Гц, если его период равен 1 с.

Для электроэнергетических установок (в частности, для всех электрических станций) в СССР и в большинстве стран мира, кроме США, принята стандартная частота 50 Гц. Легко указать причины такого выбора — понижение частоты неприемлемо, так как уже при 40 Гц лампы накаливания заметно для глаза мигают; повышение частоты нежелательно, так как пропорционально частоте растет э. д. с. самоиндукции, существенно мешающая передаче энергии по проводам.

Эти соображения не относятся к передаче электроэнергии в относительно малых количествах без проводов при посредстве электромагнитных волн, поэтому в радиотехнике применяются высокие частоты от  $100 \text{ кГц} = 10^5 \text{ Гц}$  (длинные волны) до  $30\,000 \text{ мегагерц} = 3 \cdot 10^{10} \text{ Гц}$  (короткие волны).

Кроме того, для специальных технических целей применяются токи самых различных частот: например, для электрических печей применяются токи частотой от 500 Гц до 50 МГц.

Для высокочастотных устройств часто применяется понятие длины волны  $\lambda$  — величина, обратно пропорциональная частоте  $f$ .

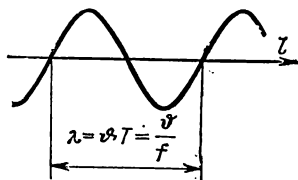


Рис. 5-2. Длина волны.

Циклические изменения переменного тока возбуждают электромагнитное поле, распространяющееся в пространстве или вдоль проводов с конечной скоростью  $v$  в форме электромагнитных волн. Расстояние между двумя ближайшими точками волны, находящимися в одинаковой фазе колебания, называется длиной волны (рис. 5-2). Следовательно, длина волны переменного тока равна расстоянию, которое проходит волна за время одного периода, т. е.

$$\lambda = vT = v/f.$$

При определении длины волны переменного тока скорость считают равной округленной скорости света 300 000 км/с. В действительности с этой скоростью распространяются электромагнитные волны в пространстве или вдоль воздушных линий<sup>1</sup>. Следовательно, длина волны переменного тока при частоте 50 Гц будет  $\lambda = 300\,000/50 = 6\,000$  км, а при частоте  $3 \cdot 10^{10}$  Гц длина волны  $\lambda = 1$  см.

## 5-2. СИНУСОИДАЛЬНЫЙ ТОК

Простейшей формой периодического процесса являются гармонические колебания, при которых изменения физической величины графически изображаются синусоидой. Для мгновенных значений переменного тока наиболее желательной формой кривой является *с и н у с о и д а*. Расчет цепей синусоидального тока относительно прост. Производная от синусоиды — косинусоида не отличается от синусоиды по форме, благодаря чему в цепях синусоидального тока отсутствуют нежелательные побочные явления<sup>2</sup>.

Для построения синусоидальной кривой возьмем некоторый отрезок  $I_m$  (рис. 5-3), длина которого в масштабе построения равна максимальному значению синусоидальной величины. Это — вектор синусоидальной величины. В прямоугольной системе координат направим этот вектор сначала по горизонтальной оси, что и будет исходным его положением в момент начала отсчета времени, т. е. при  $t = 0$ .

Вектор вращается с постоянной угловой скоростью против часовой стрелки. За период  $T$  вектор поворачивается на  $2\pi$  рад. Сле-

<sup>1</sup> В кабельных линиях скорость распространения электромагнитных волн уменьшается примерно в 10 раз.

<sup>2</sup> Например, если ток синусоидален, то синусоидальна и индуцируемая им э. д. с. самоиндукции:  $e = -L \, di/dt$ .

довательно, его угловая скорость  $\omega = 2\pi/T = 2\pi f$ . Так как в выражение  $\omega$  входит частота переменного тока, то угловую скорость вектора обычно называют **угловой частотой**.

Когда с момента начала отсчета пройдет некоторое время  $t_1$ , тогда вектор  $I_m$  повернется на угол  $\omega t_1$ . Из конца вектора  $I_m$ , находящегося в новом положении, опустим перпендикуляр на горизонтальную ось. Длина этого перпендикуляра будет  $I_m \sin \omega t_1$ . В некоторый следующий момент вектор образует с горизонтальной осью угол  $\omega t_2$ , а длина перпендикуляра, опущенного из его конца, будет соответственно  $I_m \sin \omega t_2$ . Спустя четверть периода с момента начала отсчета

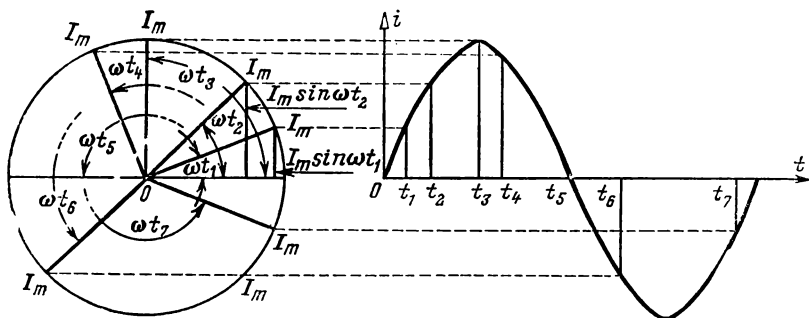


Рис. 5-3. Построение синусоидальной кривой.

времени, т. е. в момент  $t_3 = T/4$ , вектор  $I_m$  станет перпендикулярно горизонтальной оси, а длина перпендикуляра будет:

$$I_m \sin \omega t_3 = I_m \sin \frac{2\pi}{T} \frac{T}{4} = I_m \sin \frac{\pi}{4} = I_m.$$

Теперь рядом с окружностью, описываемой концом вращающегося вектора, построим в прямоугольной системе координат кривую зависимости величины  $I_m \sin \omega t$  от  $\omega t$  или от  $t$ . Это и будет синусоидальная кривая за промежуток времени от  $t = 0$  до  $t = t_3$ .

В момент  $t_3 = T/4$  синусоидальная величина достигает максимального значения. По мере дальнейшего вращения вектора величина  $I_m \sin \omega t$  убывает (момент  $t_4$ ). Наконец, в момент  $t_5 = T/2$ , описав дугу, равную  $\pi$  рад, вектор примет горизонтальное положение. В этот момент  $I_m \sin \omega t_5 = I_m \sin \pi = 0$ , т. е. синусоидальная величина проходит через нулевое значение.

При дальнейшем вращении вектора перпендикуляр  $I_m \sin \omega t$  мы будем считать отрицательным (моменты  $t_6$  и  $t_7$ ) и соответственно построим вниз от горизонтальной оси участок синусоидальной кривой.

Если в начальный момент  $t = 0$  вектор образует с горизонтальной осью некоторый угол  $\alpha$ , то в момент начала отсчета синусоидальная величина не равна нулю, а имеет значение  $I_m \sin \alpha$  (рис. 5-4). Угол  $\alpha$  называется **начальным фазовым углом** или, короче, **началь-**

ной фазой. В этом случае длина перпендикуляра, опущенного из конца вектора  $I_m$  на горизонтальную ось в момент  $t$ , будет  $I_m \sin(\omega t + \alpha)$ , в соответствии с чем синусоидальная кривая в начальный момент не будет проходить через нуль.

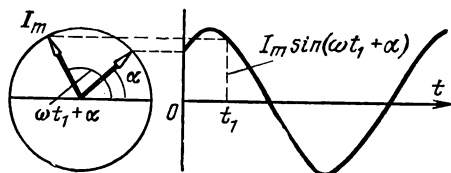


Рис. 5-4. Начальная фаза синусоидального колебания.

В общем случае синусоидальный ток изменяется во времени согласно выражению

$$i = I_m \sin(\omega t + \alpha);$$

здесь  $i$  — мгновенное значение тока;  $I_m$  — его максимальное значение (амплитуда).

Электродвижущая сила генераторов переменного тока должна быть синусоидальной, т. е. ее мгновенное значение должно удовлетворять условию

$$e = E_m \sin(\omega t + \beta);$$

здесь  $\beta$  — произвольная начальная фаза этой э. д. с.

Если э. д. с.  $e$  и ток  $i$ , относящийся к одной и той же цепи, не одновременно проходят через нулевое или максимальное значения, то они сдвинуты по фазе относительно друг друга (рис. 5-5). Этот сдвиг фаз  $\varphi$  («фи») равен разности начальных фаз синусоидальных величин. В рассматриваемом нами случае  $\varphi = \alpha - \beta$ , причем э. д. с. опережает по фазе ток.

Соответственно векторы  $E_m$  и  $I_m$  образуют угол  $\varphi$ , который остается неизменным при их вращении.

Напряжение и ток совпадают по фазе, если их начальные фазы одинаковы, и они противоположны по фазе, если их сдвиг фаз  $\varphi = \pm \pi$ . Когда одна из синусоидальных величин изменяется по синусоиде, например  $e = E_m \sin \omega t$ , а вторая по косинусоиде, например  $i = I_m \cos \omega t$ , то сдвиг фаз между ними будет  $\varphi = \pi/2$  (чему соответствует четверть периода), так как  $\cos \omega t = \sin(\omega t + \pi/2)$ .

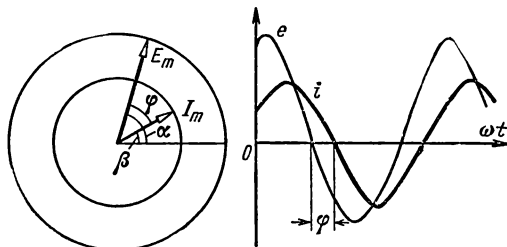


Рис. 5-5. Кривые двух синусоидальных величин, не совпадающих по фазе, и векторы этих величин.

Следует напомнить: вращающиеся векторы тока и напряжения существенно отличаются от векторов физических величин (силы, скорости, магнитной индукции и т. п.), имеющих определенное направление в пространстве. Векторы переменного тока, называемые также радиус-векторами, представляют собой лишь удобную математическую форму изображения величин, изменяющихся во времени синусоидально. Радиус-векторы, как и пространственные векторы,



часто кратко называют одинаково — векторами. Чтобы отличать векторные величины переменного тока, над буквами, их обозначающими, ставятся точки, например  $\dot{U}_m$  или  $\dot{I}_m$ .

### 5-3. ПОЛУЧЕНИЕ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Переменный ток промышленной частоты (50 Гц) на электростанциях создают электромашины синхронные генераторы трехфазного тока. В них используется явление электромагнитной индукции. Посредством генератора механическая энергия, сообщаемая первичным двигателем (паровой или гидравлической турбиной), преобразуется в электрическую энергию переменного тока.

Синхронный генератор состоит из неподвижной части — **с т а т о р а**<sup>1</sup> и вращающейся части — **р о т о р а**<sup>2</sup>. Статор собирается из листовой электротехнической стали. Он имеет форму полого цилиндра (рис. 5-6). В пазах, сделанных вдоль внутренней поверхности статора, уложены изолированные проводники, определенным образом соединенные между собой и образующие обмотку статора, в которой индуктируются переменные э. д. с.

**Р о т о р** представляет собой электромагнит, возбуждаемый постоянным током. В обмотку ротора ток возбуждения подается через медные кольца, укрепленные на валу ротора. По кольцам скользят неподвижные щетки, соединенные проводами с **в о з б у ж д и т е л е м** — небольшим относительно генератором постоянным током.

Магнитный поток ротора проходит через тело ротора, два воздушных промежутка между статором и ротором и сердечник статора. При вращении ротора этот магнитный поток пересекает проводники статора и индуктирует в них переменную э. д. с. Магнитный поток в воздушном зазоре направлен перпендикулярно к проводникам обмотки статора, поэтому при вращении ротора в каждом из этих проводников индуктируется э. д. с.

$$e = Blv;$$

здесь  $B$  — магнитная индукция;  $l$  — активная длина проводника, т. е. длина той части проводника, которая находится в магнитном поле;  $v$  — окружная скорость, т. е. скорость движения магнитного потока по отношению к проводнику. Окружная скорость генератора поддерживается постоянной, поэтому изменение э. д. с.  $e$  при вращении ротора вызывается только изменениями магнитной индукции  $B$

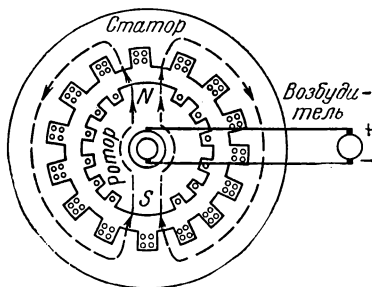


Рис. 5-6. Принципиальная схема устройства двухполюсного синхронного генератора.

<sup>1</sup> Stator (лат.) — стоящий.

<sup>2</sup> Rotor (лат.) — вращающийся.

вдоль окружности ротора. Если эта индукция распределена вдоль окружности ротора синусоидально ( $B = B_m \sin \alpha$ ), то э. д. с. изменяется во времени тоже синусоидально ( $e = E_m \sin \omega t$ ). В соответствии с этим условием генераторы переменного тока рассчитываются так, чтобы распределение магнитной индукции вдоль окружности ротора было близко к синусоидальному.

Одному обороту двухполюсного ротора соответствует один период переменной э. д. с., индуцируемой в проводниках обмотки статора. Если же статор имеет  $p$  пар полюсов, то повороту ротора на одну пару полюсов соответствует один период э. д. с. в обмотке статора. В этом случае одному обороту ротора соответствует  $p$  периодов переменной э. д. с. Ротор делает  $n$  оборотов в минуту; следовательно, в минуту переменная э. д. с. генератора будет иметь  $pn$  периодов. Число периодов в секунду генератора переменного тока, т. е. частота его переменной э. д. с., будет в 60 раз меньше, т. е.

$$f = pn/60. \quad (5-1)$$

#### 5-4. ДЕЙСТВУЮЩИЕ ЗНАЧЕНИЯ ПЕРЕМЕННЫХ ТОКОВ И НАПРЯЖЕНИЙ

За основу для измерения переменного тока положено сопоставление его среднего теплового действия с тепловым действием постоянного тока. Определенное посредством такого сравнения значение силы тока называется действующим значением<sup>1</sup>.

Например, если измеряемый ток, периодически изменяясь, нагревает некоторое сопротивление так, как его нагревал бы постоянный ток силой 5 А, то, следовательно, действующее значение этого переменного тока 5 А.

Постоянный ток  $I$  за время  $T$  выделяет в сопротивлении  $r$  тепло (Дж):

$$Q_{\text{теп}} = I^2 r T.$$

Переменный ток за это же время выделяет в том же сопротивлении тепло (Дж):

$$Q_{\text{теп}} = \int_0^T i^2 r dt,$$

где  $i$  — мгновенное значение переменного тока.

Согласно определению действующего значения постоянный ток за время  $T$  выделил такое же количество тепла. Следовательно,

$$I^2 r T = \int_0^T i^2 r dt,$$

на основании чего искомое действующее значение будет:

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt}. \quad (5-2)$$

<sup>1</sup> Ранее применялось наименование э ф ф е к т и в н о е з н а ч е н и е.

Таким образом, действующее значение переменного тока определяется как среднее квадратичное за период значение переменного тока. На рис. 5-7 показаны кривые изменения во времени  $i^2$  и графическое определение  $I$ .

Для синусоидального тока нетрудно определить действующее значение через амплитудное:

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I_m^2 \sin^2 \omega t \, dt} = I_m \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \frac{1 - \cos 2\omega t}{2} \, dt},$$

а так как  $\int_0^T dt = T$ , а  $\int_0^T \cos 2\omega t \, dt = 0$ ,

то

$$I = I_m / \sqrt{2}. \quad (5-3)$$

Следовательно, действующее значение синусоидального переменного тока меньше его амплитудного значения в  $\sqrt{2}$  раз.

На том же основании определяется действующее значение переменного напряжения. Можно говорить о тепловом действии напряжения:

$$Q_{\text{теп}} = U^2 g T$$

при постоянном напряжении и

$$Q_{\text{теп}} = \int_0^T u^2 g \, dt$$

при переменном напряжении.

На основании сопоставления этих двух выражений определяется действующее значение переменного синусоидального напряжения

$$U = U_m / \sqrt{2}. \quad (5-4)$$

Действующее значение было выбрано в качестве основной характеристики переменного тока из-за того, что в большом числе случаев действие тока пропорционально квадрату силы тока — например тепловое действие или механическое взаимодействие прямого и обратного токонесущих проводов. Благодаря этому электроизмерительные приборы ряда систем пригодны как для постоянного, так и для переменного тока; проградуйрованные для постоянного тока и включенные в цепь переменного тока, они показывают действующее значение последнего (тепловые, электродинамические, электромагнитные и электростатические приборы).

Действующие значения обозначаются большой (прописной) буквой без подстрочных индексов.

Таким образом, когда амперметр переменного тока показывает 100 А, то в действительности сила тока в цепи на короткие промежутки ( $I_m$ ) достигает значения

$$100 \sqrt{2} = 142 \text{ А.}$$

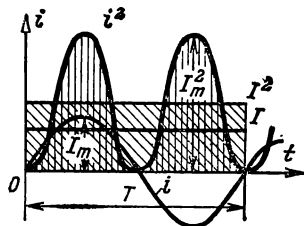


Рис. 5-7. Кривые  $i = F(t)$ ,  $i^2 = F_1(t)$  и действующее значение переменного тока.

Практически важно для расчета изоляции и с точки зрения безопасности то обстоятельство, что дважды в течение периода мгновенное значение переменного напряжения больше действующего значения в  $\sqrt{2}$  раз, следовательно, при одинаковых показаниях вольтметра изоляция в установке переменного тока находится в существенно менее благоприятных условиях. Это одна из причин, по которым для сверхдальних передач электроэнергии в настоящее время стремятся применять постоянный ток высокого напряжения (линия Волгоград — Довбасс, работающая при напряжении 800 кВ).

### 5-5. ЗАКОН ОМА ДЛЯ ПРОСТЕЙШИХ ЦЕПЕЙ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Величина и начальная фаза переменного тока, создаваемого переменным напряжением, зависит не только от величины сопротивлений, образующих цепь, но и от индуктивности и емкости этой цепи. Строго говоря, любая цепь обладает, кроме сопротивления, также индуктивностью и емкостью. Если по проводнику проходит ток, то вокруг него возбуждается магнитное поле, следовательно, имеют

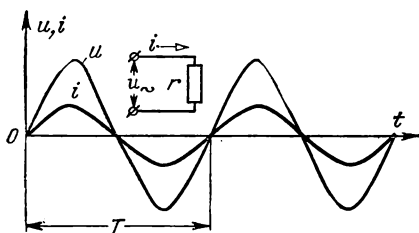


Рис. 5-8. Кривые напряжения и тока цепи, содержащей только активное сопротивление.

место явления индуктивности. Ток возникает под действием электрического поля на заряды, следовательно, проводник должен обладать емкостью, так как в диэлектрической среде вокруг проводника возникает поток смещения.

Но в большом числе случаев относительная роль двух из трех параметров  $r$ ,  $L$ ,  $C$  в цепи или в пределах определенного ее участка незначительна. Это позволяет рассматривать подобную цепь как

обладающую только сопротивлением, или только индуктивностью, или только емкостью. Мы рассмотрим поочередно условия в трех таких простейших цепях переменного тока.

В цепи, содержащей только сопротивление  $r$ , синусоидальное напряжение  $u = U_m \sin \omega t$  источника электроэнергии создает ток

$$i = u/r = \frac{U_m}{r} \sin \omega t.$$

Сопротивление  $r$  — величина постоянная, следовательно, в этой цепи ток совпадает по фазе с напряжением (рис. 5-8) и изменяется также синусоидально:

$$i = (U_m \sin \omega t)/r = I_m \sin \omega t;$$

следовательно, амплитуда тока  $I_m = U_m/r$ .

Разделив последнее выражение на  $\sqrt{2}$ , получим выражение закона Ома для действующих значений напряжения и тока:

$$I = U/r. \quad (5-5)$$

Как видим, этот закон для цепи переменного тока или части цепи, содержащей только сопротивление  $r$ , имеет такую же форму, как и закон Ома для цепи постоянного тока.

В цепи переменного тока сопротивление  $r$  называется **активным сопротивлением**. Это сопротивление, в котором электроэнергия преобразуется в другую форму (в теплоту и др.). Оно может существенно отличаться от сопротивления  $r$  при постоянном токе. Сопротивление для постоянного тока называют **омическим**, чтобы отличить его от активного сопротивления для переменного тока.

Различие между активным и омическим сопротивлениями обуславливается рядом причин. Одна из них — **поверхностный эффект** — частичное вытеснение переменного тока в поверхностные слои проводника. Чем больше частота тока, тем это вытеснение значительнее.

Далее, большое увеличение активного сопротивления цепи может вызывать потери энергии в переменном электромагнитном поле цепи на гистерезис и вихревые токи.

С другой стороны, наличие шунтирующей емкости может сделать активное сопротивление меньшим, чем омическое сопротивление того же элемента.

Рассмотрим теперь условия в цепи переменного тока, содержащей индуктивность  $L$  (рис. 5-9): здесь ток обуславливается совместным действием напряжения  $u$  источника энергии и э. д. с. самоиндукции  $e_L$ , возникающей в цепи вследствие изменений тока

$$i = (u + e_L)/r.$$

Следовательно,

$$u = (-e_L) + ir.$$

Мы рассмотрим простейшие условия, когда  $r = 0$ . В этом случае

$$u = -e_L = L di/dt;$$

здесь  $di/dt$  есть скорость изменения тока во времени.

Определим, как должно изменяться во времени напряжение на зажимах индуктивности, для того чтобы через нее проходил синусоидальный ток

$$i = I_m \sin \omega t.$$

В этом случае

$$u = L di/dt = I_m \omega L \cos \omega t. \quad (5-6)$$

Следовательно, синусоидальный ток в индуктивности создается синусоидальным напряжением, только это напряжение опережает

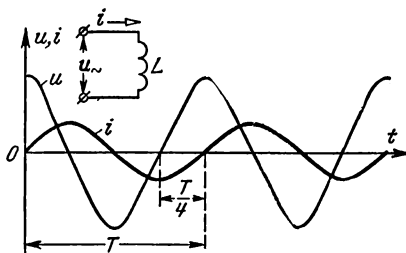


Рис. 5-9. Кривые напряжения и тока цепи, содержащей только индуктивное сопротивление.

ток по фазе на четверть периода (рис. 5-9), или, иначе, индуктивный ток является током, отстающим по фазе от напряжения на  $\pi/2$ .

В правой части уравнения (5-6) напряжения на индуктивности, от времени зависит только  $\cos \omega t$ , наибольшее значение которого  $\cos \omega t = 1$ . Следовательно, максимальное значение напряжения на индуктивности

$$U_m = I_m \omega L.$$

Подставим в эти формулы вместо максимальных значений их выражения через действующие значения  $U_m = U \sqrt{2}$ ,  $I_m = I \sqrt{2}$  и после сокращения получим:

$$U = I \omega L, \text{ или } I = U / \omega L. \quad (5-7)$$

Это и будет закон Ома для цепи (или участка цепи) с одной индуктивностью.

Величина  $\omega L$  имеет размерность сопротивления, так как размерность  $\omega$  есть  $1/\text{с}$ , а единица индуктивности  $\Gamma = \text{Ом} \cdot \text{с}$ . Это сопротивление именуется индуктивным сопротивлением и часто сокращенно обозначается  $x_L$  или  $x = \omega L$ . По существу это условное сопротивление, посредством которого мы учитываем противодействие э. д. с. самоиндукции изменениям силы переменного тока, иными словами, реакцию индуктивности на периодические изменения синусоидального тока. Индуктивное сопротивление пропорционально частоте тока, при постоянном токе оно равно нулю. По этой причине многие аппараты и машины переменного тока нельзя включать под постоянное напряжение, так как при переменном токе они обладают большим индук-

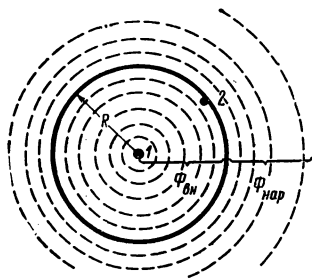


Рис. 5-10. Потокосцепление различных слоев проводника с током.

тивным сопротивлением, а для постоянного тока их сопротивление относительно мало и сила постоянного тока может быть для них разрушительной (например, первичная обмотка трансформатора в радиоприемнике).

Влияние индуктивности проводников может вызывать также неравномерное распределение переменного тока по сечению проводника, выражающееся в форме поверхностного эффекта и эффекта близости.

Поверхностный эффект заключается в том, что плотность переменного тока является наибольшей у поверхности проводника, а по мере удаления от поверхности в глубь сечения она убывает. Такое вытеснение тока из внутренних слоев вызывается различной индуктивностью внешних и внутренних слоев проводника.

Выделим в круглом проводе проводящую нить  $I$  (рис. 5-10), находящуюся в середине сечения и направленную по оси данного провода. Эта нить сцепляется со всем магнитным потоком, возбуж-

даемым всем током провода. Такая же нить 2, но находящаяся у поверхности провода, сцепляется только с наружной частью  $\Phi_{\text{нар}}$  магнитного потока; часть потока  $\Phi_{\text{вн}}$ , замыкающаяся внутри сечения провода, с нитью 2 не сцепляется. Следовательно, чем дальше от поверхности провода находится проводящая нить или слой проводника, тем больше их потокосцепление.

Индуктивность прямо пропорциональна потокосцеплению ( $L = \Psi : I$ , см. § 4-10). Следовательно, при переменном токе индуктивное сопротивление внутренних слоев проводника больше, чем внешних. Эти условия можно изобразить на эквивалентной схеме в виде последовательного соединения с активными сопротивлениями индуктивных сопротивлений, возрастающих от поверхности к центру сечения проводника.

Неравенство индуктивных сопротивлений слоев вызывает неравномерное распределение переменного тока между этими слоями. В результате плотность переменного тока в проводнике возрастает от центра сечения к поверхности.

Вытеснение тока из внутренних слоев эквивалентно некоторому уменьшению сечения проводника, следовательно, и увеличению его активного сопротивления. Таким образом, вследствие поверхностного эффекта при переменном токе активное сопротивление проводника оказывается больше сопротивления того же проводника при постоянном токе.

Различие в индуктивности внутренних и внешних слоев тем значительнее, чем больше сечение проводника. Индуктивное сопротивление пропорционально частоте переменного тока. По этим причинам поверхностный эффект выражен тем резче, чем выше частота переменного тока и чем больше диаметр провода. Переменный ток высокой частоты по внутренней части сечения провода практически не проходит, поэтому для высокой частоты провода часто заменяются трубками. Но при промышленной частоте 50 Гц поверхностный эффект существенно влияет на сопротивление медных и алюминиевых проводов только тогда, когда их диаметр превышает 1 см.

Внутренний магнитный поток проводника можно считать пропорциональным магнитной проницаемости  $\mu$  материала проводника. По этой причине при стальных проводах поверхностный эффект необходимо учитывать и при промышленной частоте даже для малых сечений.

Эффект близости заключается во взаимном влиянии двух близко лежащих проводов с током на распределение плотности тока по сечению этих проводов. Если токи в двух проводах имеют одинаковое направление, то плотность тока увеличивается в наиболее удаленных слоях (рис. 5-11). Если токи имеют противоположное направление, то плотность токов увеличивается в наиболее близких слоях обоих проводников.

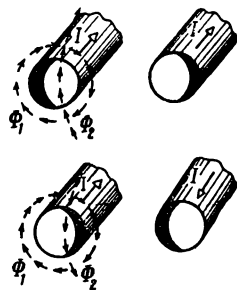


Рис. 5-11. Эффект близости.

Эффект близости, так же как и поверхностный эффект, вызывается различием в потокоцеплении слоев проводника. При противоположном направлении токов следует учитывать, что магнитные поля токов взаимно ослабляются, поэтому потокоцепление близлежащих слоев двух проводов уменьшается больше, чем потокоцепление удаленных слоев.

Постоянный ток в цепи с емкостью проходит, только пока изменяется заряд емкости, например при включении емкости под постоянное напряжение (§ 3-4), затем этот ток прекращается. Но если емкость  $C$  включена под переменное напряжение  $u$  (рис. 5-12), то ее заряд  $q = uC$  изменяется периодически вместе с изменениями напряжения. Это вызывает поступательное и возвратное движения зарядов в проводниках, соединяющих емкость с источником переменного напряжения. Следовательно, в проводниках будет проходить ток

$$i = dq/dt = Cdu/dt.$$

Если напряжение синусоидально, т. е.  $u = U_m \sin \omega t$ , то в цепи с емкостью ток

$$i = Cd (U_m \sin \omega t)/dt = U_m \omega C \cos \omega t.$$

Следовательно, через емкость проходит синусоидальный ток, причем он опережает по фазе синусоидальное напряжение на четверть периода (рис. 5-12).

Рис. 5-12. Кривые напряжения и тока цепи, содержащей только емкостное сопротивление.

Легко найти соотношение между действующими значениями напряжения и силы тока в цепи емкости. В правой части выражения силы тока от времени зависит только  $\cos \omega t$ . Амплитудным значением последнего является единица. Следовательно, максимальное значение тока, проходящего через емкость, будет:

$$I_m = U_m \omega C.$$

Заменив максимальные значения действующими, получим:

$$I = U \omega C, \text{ или } I = \frac{U}{1/\omega C}. \quad (5-8)$$

Это закон Ома для цепи (или участка цепи), где имеется только емкость. Величина  $1/\omega C$  имеет размерность сопротивления и измеряется в омах ( $\text{с}/\Phi = \text{с} \cdot \text{В}/\text{К} = \text{с} \cdot \text{В}/\text{А} \cdot \text{с} = \text{В}/\text{А} = \text{Ом}$ ). Она называется емкостным сопротивлением; часто сокращенно обозначается  $x_C$  или  $x$ .

В противоположность индуктивному сопротивлению емкостное уменьшается с увеличением частоты переменного тока, а для постоянного напряжения сопротивление емкости равно бесконечности, т. е. она не пропускает постоянный ток (за исключением весьма малого тока утечки через диэлектрик, разделяющий обкладки конденсатора).



## 5-6. ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЕ СОЕДИНЕНИЕ ИНДУКТИВНОСТИ И АКТИВНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ

Рассмотрим условия в цепи, состоящей из соединенных последовательно индуктивности  $L$  и активного сопротивления  $r$ . Ток в этой цепи определяется совместным действием напряжения  $u$  источника электроэнергии и э. д. с. самоиндукции  $e_L$ ; следовательно,

$$i = (u + e_L)/r,$$

а так как

$$e_L = -L di/dt,$$

то напряжение

$$u = ir + L di/dt.$$

Определим, как должно изменяться напряжение на зажимах данной цепи, для того чтобы в ней проходил синусоидальный ток, т. е. чтобы

$$i = I_m \sin \omega t.$$

Подставив это выражение тока в уравнение напряжения, получим:

$$u = I_m r \sin \omega t + I_m \omega L \cos \omega t.$$

Таким образом, напряжение  $u$  должно складываться алгебраически из двух частей: активной составляющей, или просто активного напряжения,  $u_a = I_m r \sin \omega t$ , совпадающего по фазе с током, и индуктивной реактивной составляющей, или просто индуктивного напряжения,  $u_p = I_m \omega L \cos \omega t$ , опережающего по фазе ток в цепи на четверть периода (рис. 5-13). Чтобы получить выражение непосредственной зависимости напряжения  $u$  от времени  $t$ , применим следующее простое тригонометрическое преобразование: будем рассматривать отношение коэффициентов при косинусоиде и синусоиде  $\omega L/r$  как тангенс некоторого угла  $\varphi$ , т. е.

$$\varphi = \operatorname{arctg} (\omega L/r) = \operatorname{arctg} (x/r). \quad (5-9)$$

Эти соотношения можно изобразить графически прямоугольным треугольником сопротивлений (рис. 5-13), в котором в масштабе построения гипотенуза

$$z = \sqrt{r^2 + x^2}. \quad (5-10)$$

Умножив и разделив на  $z$  правую часть уравнения напряжения, получим:

$$u = I_m z \left( \frac{r}{z} \sin \omega t + \frac{x}{z} \cos \omega t \right);$$

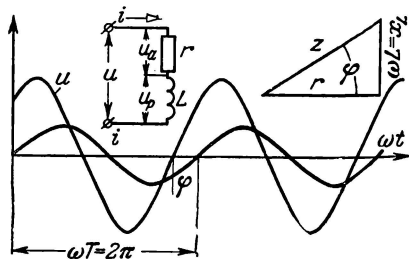


Рис. 5-13. Кривые напряжения и тока цепи, содержащей активное сопротивление и индуктивность.

из треугольника сопротивлений имеем:

$$r/z = \cos \varphi; \quad x/z = \sin \varphi;$$

следовательно,

$$u = I_m z \sin(\omega t + \varphi).$$

Напряжение на зажимах данной цепи опережает по фазе ток на угол  $\varphi$ , величина которого определяется отношением индуктивного сопротивления к активному:

$$\varphi = \operatorname{arctg}(\omega L/r).$$

Соответствующая этому сдвигу фаз доля периода определяется на основании того, что

$$\sin(\omega t + \varphi) = \sin \omega \left( t + \frac{\varphi}{2\pi} T \right),$$

т. е. сдвиг во времени  $t_1 = \varphi T/2\pi$ .

Максимальное значение напряжения соответствует значению

$$\sin(\omega t + \varphi) = 1.$$

Следовательно,

$$U_m = I_m z,$$

или, заменив максимальные значения действующими, получим:

$$I = U/z = U/\sqrt{r^2 + x^2}. \quad (5-11)$$

Величина  $z$  имеет размерность сопротивления, она ограничивает силу тока в цепи и называется п о л н ы м с о п р о т и в л е н и е м<sup>1</sup> цепи. Вообще п о л н ы м с о п р о т и в л е н и е м цепи переменного тока, не содержащей источников электроэнергии, называется отношение действующего значения синусоидального напряжения на зажимах цепи к действующему значению силы тока в этой цепи:

$$U/I = z.$$

Следовательно, можно говорить о полном эквивалентном сопротивлении любой сколь угодно сложной цепи переменного тока, подобно тому, как выше мы пользовались понятием эквивалентного сопротивления цепи постоянного тока.

## 5-7. ПОСТРОЕНИЕ ВЕКТОРНЫХ ДИАГРАММ

Алгебраическому сложению или вычитанию мгновенных значений синусоидальных величин одинаковой частоты соответствует геометрическое сложение или вычитание векторов этих величин. Это дает возможность сильно упростить расчет цепей синусоидального тока путем построения их векторных диаграмм.

Например, нужно определить ток  $i$ , являющийся суммой двух синусоидальных токов  $i_1$  и  $i_2$ , не совпадающих по фазе (рис. 5-14),  $i = i_1 + i_2$ , причем

$$i_1 = I_{1m} \sin \omega t; \quad i_2 = I_{2m} \sin(\omega t + \alpha).$$

<sup>1</sup> Ранее употреблялся термин кажущееся сопротивление.

Стрелки на схеме здесь (и в дальнейшем) указывают условное положительное направление рассматриваемых токов. Переменный ток периодически изменяет свое направление, но какое-то одно определенное направление мы условливаемся считать положительным. На рассматриваемой схеме направление таких стрелок показывает, что данные токи в узле схемы складываются, а не вычитаются.

Мгновенное значение общего тока

$$i = i_1 + i_2 = I_{1m} \sin \omega t + I_{2m} \sin (\omega t + \alpha) = (I_{1m} + I_{2m} \cos \alpha) \sin \omega t + I_{2m} \sin \alpha \cos \omega t.$$

Воспользуемся уже известным нам приемом для определения результирующей синусоидальной величины: положим отношение коэффициентов при  $\cos \omega t$  и при  $\sin \omega t$  равным тангенсу некоторого угла  $\beta$ , т. е.

$$\beta = \operatorname{arctg} \frac{I_{2m} \sin \alpha}{I_{1m} + I_{2m} \cos \alpha}.$$

Тем самым мы подразумеваем наличие прямоугольного треугольника (рис. 5-14), отношение сторон которого удовлетворяет вышеприведенному условию. Разделив и умножив уравнение тока  $i$  на гипотенузу этого треугольника

$$I_m = \sqrt{(I_{1m} + I_{2m} \cos \alpha)^2 + (I_{2m} \sin \alpha)^2},$$

получим:

$$i = I_m (\cos \beta \sin \omega t + \sin \beta \cos \omega t) = I_m \sin (\omega t + \beta).$$

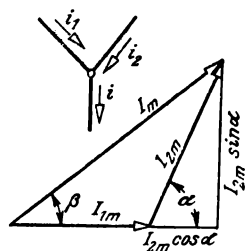


Рис. 5-14. Схема узла электрической цепи и диаграмма токов этого узла.

Треугольник токов диаграммы легко представить себе как построенный на основании геометрического сложения векторов  $I_{1m}$  и  $I_{2m}$  (рис. 5-14). Для решения задачи определения суммарного тока нет нужды в преобразованиях уравнений мгновенных значений, так как  $I_m$  — амплитуда результирующего тока и  $\beta$  — его начальная фаза — определяются на основании одной лишь векторной диаграммы.

В большинстве случаев векторные диаграммы цепей переменного тока строятся для определения соотношений между действующими значениями напряжений и токов. По этой причине диаграммы обычно строятся не для амплитудных значений, а для действующих, что обуславливает лишь уменьшение длины векторов в  $\sqrt{2}$  раз без изменения фазных углов, а следовательно, и соотношений между синусоидальными величинами.

Кроме того, часто нет необходимости в точно определенных масштабах, так как диаграммы нужны лишь для того, чтобы с их помощью составить уравнение закона Ома и законов Кирхгофа. Затем на основании этих уравнений устанавливаются соответствующие закономерности и производятся необходимые расчеты.

Сложные цепи переменного тока обычно рассматриваются как состоящие из отдельных активных, индуктивных и емкостных сопро-

тивлений (цепи с сосредоточенными постоянными). Соответственно при построении векторных диаграмм используются векторные соотношения этих трех видов сопротивлений. На рис. 5-15 показаны векторы напряжений и токов для активного сопротивления, индуктивности и емкости. Эти простейшие векторные соотношения послужат нам в дальнейшем для построения векторных диаграмм сложных цепей синусоидальных токов.

### 5-8. ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЕ СОЕДИНЕНИЕ АКТИВНЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ, ИНДУКТИВНОСТЕЙ И ЕМКОСТЕЙ

Расчеты цепей переменного тока, состоящих из активных ( $r$ ) и реактивных ( $L$  и  $C$ ) элементов, соединенных последовательно, можно свести к простой тригонометрической задаче посредством построения векторных диаграмм этих цепей.

Начнем с цепи, состоящей из соединенных последовательно двух реактивных катушек  $z_1$  и  $z_2$  (рис. 5-16), каждая из которых обладает

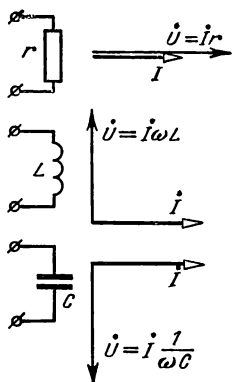


Рис. 5-15. Векторные диаграммы простейших цепей переменного тока.

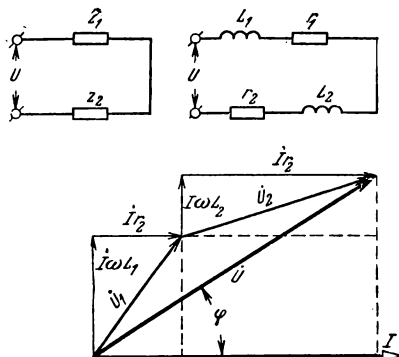


Рис. 5-16. Последовательное соединение двух реактивных катушек, эквивалентная схема и векторная диаграмма этого соединения.

активным сопротивлением и индуктивностью, причем в катушке  $r$  и  $L$  неразделимы — каждый ее виток обладает одновременно сопротивлением и индуктивностью. Но для построения векторной диаграммы цепи целесообразно заменить каждую из катушек эквивалентной схемой, в которой активное сопротивление катушки отделено от ее индуктивности.

Построение векторных диаграмм для последовательного соединения всегда целесообразно начинать с вектора тока  $\dot{I}$ , так как ток во всех участках цепи один и тот же. Общее напряжение цепи  $\dot{U}$  равно векторной сумме частных напряжений  $\dot{U} = \dot{U}_1 + \dot{U}_2$ . Каждое из частных напряжений в свою очередь складывается из индуктивного реактивного напряжения  $\dot{I}\omega L = \dot{I}x_L$ , вектор которого

опережает вектор тока  $\dot{I}$  на  $\pi/2$  и активной составляющей напряжения  $\dot{I}r$ , вектор которой совпадает по направлению с вектором тока.

Этот вектор  $\dot{I}$  направляем по горизонтальной оси. Перпендикулярно ему в направлении против часовой стрелки строим вектор индуктивного напряжения  $\dot{I}\omega L_1$ , а из его конца параллельно  $\dot{I}$  откладываем вектор активного напряжения  $\dot{I}r_1$ . Соединив конец этого вектора с началом координат, найдем  $\dot{U}_1$  — вектор напряжения на первой катушке.

Из конца его откладываем перпендикулярно  $\dot{I}$  напряжение  $\dot{I}x_2$ , а затем прибавляем к нему активное напряжение  $\dot{I}r_2$ , вектор которого направлен параллельно  $\dot{I}$ . Вектор частичного напряжения на второй катушке  $\dot{U}_2$  изобразится гипотенузой прямоугольного треугольника с катетами  $\dot{I}r_2$  и  $\dot{I}x_2$ .

Вектор общего напряжения цепи  $\dot{U}$  получим, соединив с началом координат конец вектора  $\dot{U}_2$ . Построенная таким путем векторная диаграмма показывает, что общее напряжение можно определить как гипотенузу прямоугольного треугольника с катетами  $\dot{I}r_1 + \dot{I}r_2$  и  $\dot{I}x_1 + \dot{I}x_2$ , следовательно,

$$U = \sqrt{(Ir_1 + Ir_2)^2 + (Ix_1 + Ix_2)^2} = \\ = I\sqrt{(r_1 + r_2)^2 + (x_1 + x_2)^2},$$

а сила тока

$$I = U / \sqrt{(r_1 + r_2)^2 + (\omega L_1 + \omega L_2)^2},$$

или в обобщенном виде

$$I = U / \sqrt{(\sum r)^2 + (\sum \omega L)^2}. \quad (5-12)$$

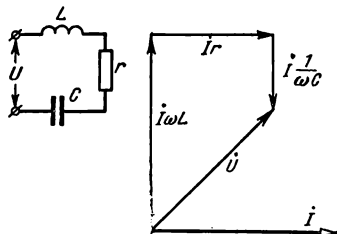


Рис. 5-17. Неразветвленная цепь, содержащая индуктивность, активное сопротивление и емкость.

Когда неразветвленная цепь тока содержит все три вида приемников: индуктивность  $L$ , активное сопротивление  $r$  и емкость  $C$  (рис. 5-17), то закон Ома для нее выводится также на основании построения векторной диаграммы, изображающей вектор общего напряжения цепи как сумму векторов частичных напряжений.

Исходным вектором диаграммы опять должен служить вектор тока  $\dot{I}$ . Напряжение на индуктивности опережает по фазе ток на четверть периода, поэтому вектор  $\dot{I}\omega L$  должен опережать  $\dot{I}$  на  $\pi/2$ . К вектору индуктивного напряжения прибавляем вектор активного напряжения  $\dot{I}r$ , параллельный вектору  $\dot{I}$ . Напряжение на емкости отстает по фазе от тока на четверть периода. Следовательно, вектор  $\dot{U}_C = \dot{I}(1/\omega C)$  нужно строить под углом  $\pi/2$  к вектору  $\dot{I}$ , но в сторону отставания, т. е. на диаграмме вниз.

Таким образом, вектор общего напряжения  $\dot{U}$  на основании диаграммы можно рассматривать как гипотенузу прямоугольного треугольника. Один катет этого треугольника равен в масштабе построе-

ния активному напряжению  $I r$ , второй же катет — разности индуктивного и емкостного напряжений, т. е.  $I \omega L - I \frac{1}{\omega C}$ .

Следовательно, общее напряжение

$$U = \sqrt{(I r)^2 + \left( I \omega L - I \frac{1}{\omega C} \right)^2},$$

поэтому сила тока в цепи

$$I = \frac{U}{\sqrt{r^2 + (\omega L - 1/\omega C)^2}} = \frac{U}{\sqrt{r^2 + (x_L - x_C)^2}}. \quad (5-13)$$

Угол сдвига фаз  $\varphi$  между напряжением и током определяется отношением разности индуктивного и емкостного сопротивлений к активному сопротивлению:

$$\varphi = \arctg \frac{\omega L - 1/\omega C}{r}. \quad (5-14)$$

Принято считать сдвиг фаз положительным, если в цепи  $\omega L > 1/\omega C$ , в соответствии с чем перед емкостным сопротивлением  $1/\omega C$  в выражении закона Ома мы ставим минус, считая, что это сопротивление вызывает отрицательный сдвиг фаз.

Емкостное сопротивление в неразветвленной цепи в той или иной степени ослабляет действие индуктивного сопротивления — компенсирует его. В частном случае полной компенсации, когда  $\omega L = 1/\omega C$ , в цепи имеет место резонанс напряжений, для которого характерна возможность возникновения частичных напряжений на емкости и на индуктивности, значительно превышающих напряжение на зажимах цепи. Вопросы резонанса мы рассмотрим подробнее в § 5-15.

## 5-9. АКТИВНАЯ МОЩНОСТЬ

Потребляемая в цепи мощность равна произведению напряжения на зажимах этой цепи на силу тока. Однако при переменном токе это справедливо только для мгновенной мощности  $p$ , выражаемой через мгновенные значения напряжения  $u$  и силы тока  $i$ , т. е.  $p = ui$ .

Периодические изменения напряжения  $u$  и силы тока  $i$  вызывают периодические изменения мгновенной мощности  $p$ , ими развиваемой. Следовательно, эта мощность — величина, периодически изменяющаяся, мало удобная для оценки энергетического состояния цепи. По этой причине основной величиной для оценки энергетического состояния цепи переменного тока является ее средняя мощность, называемая активной мощностью или просто мощностью переменного тока. Эту мощность измеряют ваттметры переменного тока. Она обозначается буквой  $P$ . Для цепи синусоидального тока нетрудно выразить ее через действующие значения напряжения  $U$  и тока  $I$ .

Если в общем случае напряжение  $u$  на зажимах цепи опережает по фазе ток  $i$  на некоторый угол  $\varphi$ , т. е.

$$u = U_m \sin(\omega t + \varphi); \quad i = I_m \sin \omega t,$$

ТО АКТИВНАЯ МОЩНОСТЬ

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T ui \, dt = \frac{U_m I_m}{T} \left( \cos \varphi \int_0^T \sin^2 \omega t \, dt + \sin \varphi \int_0^T \sin \omega t \cos \omega t \, dt \right).$$

Заменив

$$\sin^2 \omega t = (1 - \cos 2\omega t)/2 \text{ и } \sin \omega t \cos \omega t = (\sin 2\omega t)/2,$$

получим:

$$P = \frac{U_m I_m}{T} \left( \frac{\cos \varphi}{2} \int_0^T dt - \frac{\cos \varphi}{2} \int_0^T \cos 2\omega t \, dt + \frac{\sin \varphi}{2} \int_0^T \sin 2\omega t \, dt \right).$$

Второй и третий интегралы в скобках равны нулю, так как это интегралы от синусоидальных функций за целое число периодов. Заменив амплитуды через действующие значения  $U_m = \sqrt{2} U$ ,  $I_m = \sqrt{2} I$ , получим окончательно основную формулу активной мощности переменного тока:

$$P = UI \cos \varphi. \quad (5-15)$$

Величина  $\cos \varphi$  называется коэффициентом мощности. Чем меньше  $\cos \varphi$ , тем хуже используется электрическая установка с точки зрения энергетической: поддерживается нужное напряжение, проходит значительный ток, а средняя мощность относительно мала. Например, напряжение на зажимах приемника электроэнергии  $U = 10$  кВ, потребляемая мощность  $P = 500$  кВт при  $\cos \varphi = 0,5$ . Следовательно, сила тока  $I = 500\,000 / (10\,000 \cdot 0,5) = 100$  А. Но при  $\cos \varphi = 1$  для получения той же мощности было бы достаточно силы тока  $I = 50$  А. Из-за наличия сдвига фаз источник электроэнергии и передающие ее устройства загружены излишне силой тока большей, чем это необходимо, что обуславливает соответствующие дополнительные потери энергии при передаче. Причиной такого ухудшения использования установки является то обстоятельство, что при наличии сдвига фаз в течение части периода напряжение  $u$  и ток  $i$  направлены в противоположные стороны и, следовательно, их мгновенная мощность отрицательна.

Возможность сдвига фаз является с точки зрения энергетической существенным недостатком установок переменного тока.

## 5-10. КРИВЫЕ МГНОВЕННОЙ МОЩНОСТИ

Чтобы яснее представить себе энергетические процессы, происходящие в цепи переменного тока в течение периода, полезно рассмотреть кривые мгновенной мощности простейших элементов этих цепей.

Если элементом цепи является активное сопротивление, то у него напряжение на зажимах и ток совпадают по фазе; следовательно, если  $u = U_m \sin \omega t$ , то сила тока  $i = I_m \sin \omega t$ , а мгновенная мощность  $p = ui = U_m I_m \sin^2 \omega t = \frac{U_m I_m}{2} (1 - \cos 2\omega t)$ ; подставив вместо ам-

плитудных значений напряжения и тока их выражения через действующие значения  $U_m = \sqrt{2} U$ ,  $I_m = \sqrt{2} I$ , получим  $p = UI - UI \cos 2\omega t$ ; следовательно, мгновенная мощность этой цепи пульсирует в пределах от 0 до  $2UI$  (рис. 5-18, а).

Среднее значение  $\cos 2\omega t$  за целое число периодов тока равно нулю. Следовательно, средняя мощность в цепи, содержащей только  $r$ , будет:

$$P = UI,$$

причем здесь  $\cos \varphi = 1$ .

В этой цепи мгновенная мощность всегда положительна, независимо от направления тока энергия в цепи передается в одном направлении от источника к

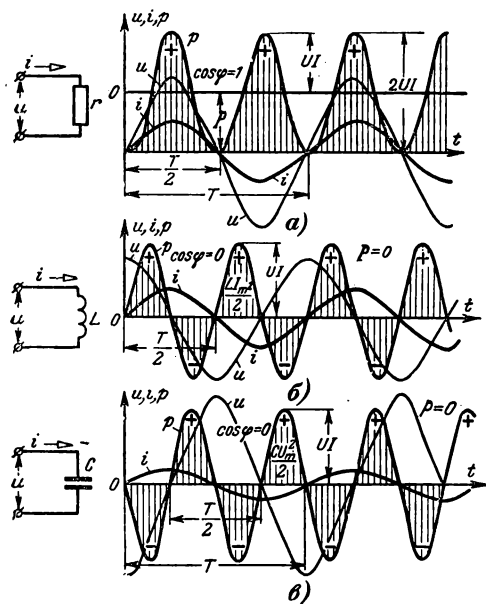


Рис. 5-18. Кривые мгновенной мощности.

а — цепи, содержащей только активное сопротивление; б — цепи, содержащей только индуктивность; в — цепи, содержащей только емкость.

мощность здесь положительна, пока сила тока в цепи возрастает по абсолютной величине (т. е. независимо от направления тока); в это время происходит накопление энергии в магнитном поле индуктивности.

Определим энергию, поступающую в индуктивность в течение этой четверти периода, пока сила тока возрастает и мгновенная мощность положительна, иными словами, определим площадь, ограничиваемую положительной полуволновой кривой мгновенной мощности:

$$W = \int_0^{T/4} p dt = \int_0^{T/4} ui dt,$$

направлении от источника к приемнику, где она преобразуется в тепло ( $i^2 r$ ) или в другие формы энергии (например, в механическую работу).

Рассмотрим теперь условия для элемента цепи, обладающего только индуктивностью  $L$ . Ток в таком приемнике отстает по фазе от напряжения на четверть периода: если ток изменяется синусоидально,  $i = I_m \sin \omega t$ , то напряжение  $u = U_m \cos \omega t$ . Мгновенная мощность чисто индуктивного приемника

$$p = ui = U_m I_m \sin \omega t \cos \omega t = \frac{U_m I_m}{2} \sin 2\omega t = UI \sin 2\omega t;$$

следовательно, эта мощность — величина синусоидальная, но частота ее в 2 раза больше частоты тока (рис. 5-18, б). Мгновенная



а так как в данном случае напряжение

$$u = L \, di/dt,$$

то

$$W = \int_0^{I_m} Li \, di = LI_m^2/2,$$

т. е. указанная площадь пропорциональна амплитудному значению энергии, запасаемой в магнитном поле.

Когда ток убывает, его магнитное поле в индуктивности распадается, а энергия  $W_m$  при посредстве э. д. с. самоиндукции вся возвращается назад источнику.

В течение второй четверти периода мгновенная мощность отрицательна, так как индуктивность не поглощает энергию, а наоборот, сама становится ее источником.

Среднее значение  $p = UI \sin 2\omega t$  за целое число периодов равно нулю. Следовательно, в рассматриваемой цепи, где  $\cos \varphi = 0$ , активная мощность  $P = 0$ . В цепи происходят колебания энергии между источником электроэнергии и магнитным полем приемника. Ток в цепи не совершает работы, он обусловливается лишь колебаниями энергии. Такой ток именуется **р е а к т и в н ы м**. Он бесполезно загружает источник энергии и провода линии ее передачи; следовательно, для электроэнергетического хозяйства это вредный ток.

Третий элемент цепи — это емкость (рис. 5-18, в). В ней ток по фазе опережает напряжение на четверть периода: если мгновенное значение напряжения выразить как синусоидальную величину  $u = U_m \sin \omega t$ , то ток в этой цепи

$$i = I_m \cos \omega t,$$

а мгновенная мощность

$$p = UI \sin 2\omega t.$$

В цепи, содержащей только емкость  $C$ , так же как и в цепи, содержащей только индуктивность  $L$ , мгновенная мощность — синусоидальная величина, частота которой вдвое больше частоты тока; активная мощность в обоих последних случаях равна нулю.

Но в цепи с емкостью мощность положительна, пока возрастает по абсолютной величине напряжение. В это время емкость заряжается — энергия накапливается в электрическом поле между обкладками конденсатора. Когда к концу первой четверти периода напряжение достигает максимального значения  $u = U_m$ , тогда энергия электрического поля достигает значения  $W_a = CU_m^2/2$ . Когда же напряжение понижается, тогда мощность становится отрицательной, так как в это время емкость разряжается на источник, — энергия из электрического поля возвращается этому источнику. К концу второй четверти периода вся энергия, позаимствованная у источника энергии, возвращается ему назад. В цепи происходят колебания энергии между источником и емкостью; в ней проходит лишь реактивный емкостный ток, обусловленный этими колебаниями.

Чаще всего цепи содержат активное сопротивление и индуктивность. В частности, такими эквивалентными схемами при расчетах изображаются двигатели переменного тока. В этом случае между напряжением и током имеется сдвиг фаз на некоторый угол  $\varphi$ , величина которого зависит от отношения реактивного сопротивления к активному, так как  $\varphi = \arctg x/r$ . Таким образом, если  $i = I_m \sin \omega t$ , то  $u = U_m \sin(\omega t + \varphi)$ , а мгновенная мощность цепи  $p = ui = U_m I_m \sin \omega t \sin(\omega t + \varphi) = 2UI (\cos \varphi \sin^2 \omega t + \sin \varphi \sin \omega t \cos \omega t) = 2UI \left( \cos \varphi \frac{1 - \cos 2\omega t}{2} + \sin \varphi \frac{\sin 2\omega t}{2} \right) = UI \cos \varphi - UI \cos(2\omega t + \varphi)$ .

Таким образом, мгновенная мощность складывается в этом случае из  $P = UI \cos \varphi$  — постоянной составляющей (рис. 5-19) и синусоидальной составляющей двойной частоты.

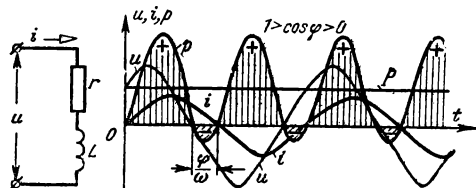


Рис. 5-19. Кривые мгновенной мощности цепи, содержащей  $r$  и  $L$ .

Электрический процесс в цепи, содержащей  $r$  и  $L$ , складывается из двух рассмотренных уже энергетических процессов: во-первых, энергия безвозвратно передается из источника в активное сопротивление, где она

превращается в другие формы энергии; во-вторых, энергия колеблется между источником и магнитным полем приемника. Чем меньше  $\cos \varphi$ , тем большую роль играют эти бесполезные колебания энергии.

## 5-11. АКТИВНЫЙ И РЕАКТИВНЫЙ ТОКИ И ТРЕУГОЛЬНИК ПРОВОДИМОСТЕЙ

Ряд приемников электроэнергии представляет собой некоторое сопротивление току, и вместе с тем этот ток возбуждает в них значительное магнитное поле. Примером такого устройства является катушка из изолированного провода. Каждый виток ее обладает активным сопротивлением и сцеплен с линиями магнитного поля.

Выше (§ 5-8) мы заменяли катушку ее двумя последовательно соединенными элементами и составляли эквивалентную схему (рис. 5-20, а) в виде последовательного соединения активного сопротивления  $r$  и индуктивного

сопротивления  $x$ . В соответствии с этим вектор напряжения  $\vec{U}$  на зажимах цепи мы рассматривали как состоящий из активного напряжения  $\vec{I}r = \vec{U}_a$  и реактивного напряжения  $\vec{I}x = \vec{U}_p$ .

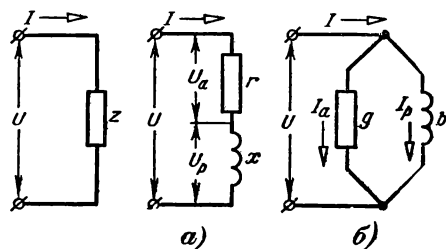


Рис. 5-20. Эквивалентные схемы реактивной катушки.

а — последовательная; б — параллельная.

Но при ряде расчетов удобнее заменять электрическое устройство не последовательно соединенными элементами, а элементами, соединенными параллельно (рис. 5-20, б), из которых один не возбуждает магнитного поля, а второй возбуждает магнитное поле, но не обладает активным сопротивлением.

В соответствии с таким изображением приемника тока эквивалентной параллельной схемой на векторной диаграмме (рис. 5-20, б) вектор тока разлагается на две составляющие — активный ток  $I_a = I \cos \varphi$ , совпадающий по фазе с напряжением, и реактивный ток  $I_p = I \sin \varphi$ , вектор которого образует с вектором напряжения угол  $90^\circ$ . По одной ветви

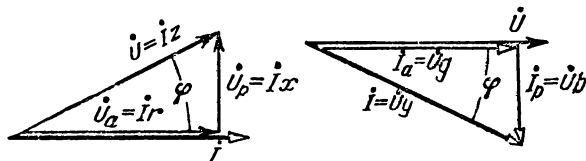


Рис. 5-21. Треугольники напряжений и токов.

такой эквивалентной схемы проходит активный ток, а по второй — реактивный ток. Оба эти тока пропорциональны общему напряжению  $U$ . Соответствующие коэффициенты пропорциональности между напряжением и токами являются проводимостями переменного тока. Для ветви, в которой проходит активный ток, активная проводимость

$$g = I_a / U$$

и, следовательно,

$$I_a = U g.$$

Для ветви, в которой проходит реактивный ток, реактивная проводимость

$$b = I_p / U$$

и, следовательно,

$$I_p = U b.$$

Полный ток рассматриваемого устройства в целом

$$I = \sqrt{I_a^2 + I_p^2} = U \sqrt{g^2 + b^2} = U y.$$

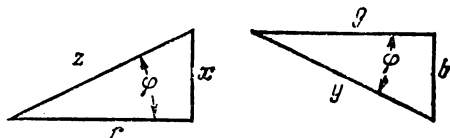


Рис. 5-22. Треугольники сопротивлений и проводимостей.

Здесь величина  $y = \sqrt{g^2 + b^2}$  называется полной проводимостью.

Это дает возможность выразить все стороны треугольника токов (рис. 5-21) через проводимости и напряжение. Разделив стороны этого треугольника на  $U$ , получим треугольник проводимостей (рис. 5-22). Он подобен треугольнику сопротивлений, построенному для того же приемника, но направлен в противоположную сторону, вследствие того что треугольник сопротивлений построен на основе треугольника напряжений, а на-

пряжение на зажимах рассматриваемого приемника опережает по фазе ток; треугольник проводимостей построен на основе треугольника токов, а при наличии индуктивности ток приемника отстает по фазе от напряжения <sup>1</sup>.

Угол  $\varphi$  в обоих треугольниках один и тот же, поэтому его можно выразить как через отношения сопротивлений, так и через отношения проводимостей. Следовательно,

$$\operatorname{tg} \varphi = x/r = b/g; \quad \cos \varphi = r/z = g/y; \quad \sin \varphi = x/z = b/y.$$

Ток приемника можно выразить через напряжение и полное сопротивление или полную проводимость:

$$I = Uz = Uy.$$

Следовательно, полная проводимость  $y = 1/z$ , т. е. величина, обратная полному сопротивлению. Определим теперь зависимости между прочими сопротивлениями и проводимостями. Так как

$$r/z = g/y,$$

то

$$g = ry/z$$

или

$$g = r/z^2. \quad (5-16)$$

Таким же образом находим:

$$b = x/z^2. \quad (5-17)$$

Если нужно на основании проводимостей определить сопротивления, то из приведенных соотношений легко найти, что

$$z = 1/y; \quad r = g/y^2; \quad x = b/y^2. \quad (5-18)$$

Подобная замена проводимостей сопротивлениями применяется при расчетах смешанных соединений приемников переменного тока.

Обратим внимание, что при переменном токе активная проводимость  $g$  в общем случае не равняется  $1/r$ , активная проводимость становится величиной, обратной активному сопротивлению, только когда реактивное сопротивление  $x = 0$ .

Совершенно также  $b$  будет равно  $1/x$ , только когда в цепи отсутствует активное сопротивление.

## 5-12. ПАРАЛЛЕЛЬНОЕ СОЕДИНЕНИЕ ПРИЕМНИКОВ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Понятие проводимости переменного тока применяется главным образом для условий параллельного соединения приемников.

Рассмотрим случай параллельного соединения двух приемников с различным индуктивным сдвигом фаз  $\varphi_1$  у одного приемника и  $\varphi_2$

<sup>1</sup> По существу треугольник сопротивлений является треугольником напряжений при токе, равном 1 А; треугольник проводимостей является треугольником токов при напряжении 1 В.

у второго (рис. 5-23). Подобные условия встречаются, например, при включении в общую сеть двух различных двигателей переменного тока.

Нужно определить общий ток  $I$ , потребляемый приемником. Он равен векторной сумме токов двух приемников:

$$\dot{I} = \dot{I}_1 + \dot{I}_2.$$

При построении векторных диаграмм для параллельного соединения в качестве исходного вектора удобно использовать вектор напряжения  $\dot{U}$ , так как напряжение в этом случае одно и то же для всех приемников. По отношению к этому вектору под углами  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$  в сторону отставания строим векторы  $\dot{I}_1$  и  $\dot{I}_2$ , а затем определяем вектор  $\dot{I}$  как их геометрическую сумму.

Затем проектируем все эти векторы на две координатные оси. С горизонтальной координатной осью здесь совмещен вектор напряжения. На основании диаграммы получаем, что общий активный ток равен сумме активных токов ветвей:

$$I \cos \varphi = I_a = I_1 \cos \varphi_1 + I_2 \cos \varphi_2 = I_{1a} + I_{2a};$$

общий реактивный ток равен сумме реактивных токов ветвей

$$I \sin \varphi = I_p = \dot{I}_1 \sin \varphi_1 + I_2 \sin \varphi_2 = I_{1p} + I_{2p}.$$

Полный общий ток

$$I = \sqrt{(I \cos \varphi)^2 + (I \sin \varphi)^2} = \sqrt{(I_{1a} + I_{2a})^2 + (I_{1p} + I_{2p})^2}.$$

Легко определить и общую активную мощность

$$P = UI \cos \varphi = UI_a = UI_{1a} + UI_{2a}.$$

Если выразить активные и реактивные токи через проводимости ветвей

$$I_{1a} = U g_1; I_{1p} = U b_1; I_{2a} = U g_2; I_{2p} = U b_2,$$

то общий ток

$$I = U \sqrt{(g_1 + g_2)^2 + (b_1 + b_2)^2} = U \sqrt{g_p^2 + b_p^2}.$$

Здесь  $g_p = g_1 + g_2$  — активная проводимость разветвления, равная сумме активных проводимостей ветвей, а  $b_p = b_1 + b_2$  — реак-

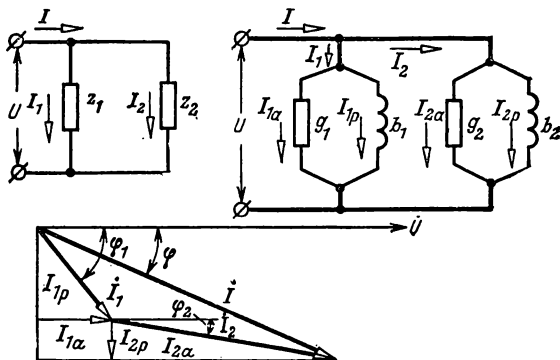


Рис. 5-23. Схемы параллельного соединения двух реактивных катушек и векторная диаграмма этого соединения.

тивная проводимость разветвления, равная сумме реактивных проводимостей ветвей.

Добавим теперь к разветвлению третью ветвь, содержащую только емкость (рис. 5-24). Ток  $I_3$  в этой ветви опережает общее напряжение  $U$  на четверть периода. Строим векторную сумму

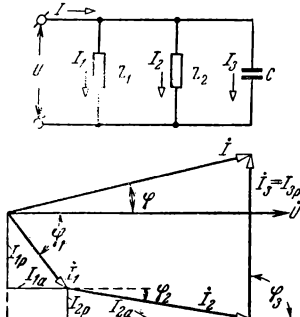


Рис. 5-24. Схема и векторная диаграмма параллельного соединения двух индуктивных и одного емкостного приемников электроэнергии.

$$\dot{I}_1 + \dot{I}_2 + \dot{I}_3 = \dot{I}$$

и проектируем эти векторы на координатные оси. На основании диаграммы находим общий активный ток:

$$I_a = I_{1a} + I_{2a}$$

и общий реактивный ток:

$$I_p = I_3 - I_{1p} - I_{2p}.$$

Полный общий ток

$$I = \sqrt{I_a^2 + I_p^2} = \sqrt{(I_{1a} + I_{2a})^2 + (I_3 - I_{1p} - I_{2p})^2}.$$

Емкостный ток  $I_3$  противоположен по фазе индуктивным реактивным токам, благодаря чему они взаимно вычитаются, а в нашей формуле имеют различные знаки (положительный емкостный опережающий ток и отрицательные индуктивные отстающие токи).

Заменяем в выражении общего тока  $I$  активные и реактивные токи через активные и реактивные проводимости и общее напряжение:

$$I = U \sqrt{(g_1 + g_2)^2 + (b_3 - b_2 - b_1)^2}.$$

В рассматриваемой схеме в ветви емкости нет потерь, ее полное сопротивление равно ее емкостному сопротивлению  $z_3 = 1/\omega C$ .

Следовательно, реактивная проводимость этой ветви  $b_3 = \omega C$ . Мы считаем  $b_3$  положительной, так как ей соответствует опережающий по фазе напряжение емкостный ток, а  $b_1$  и  $b_2$  — отрицательными, так как им соответствуют индуктивные отстающие токи.

Таким образом, в общем случае активная проводимость разветвления в целом равна сумме активных проводимостей ветвей  $g_p = \Sigma g$ , а реактивная проводимость разветвления  $b_p$  определяется путем вычитания из суммы емкостных реактивных проводимостей  $\Sigma b_C$  (в рассмотренном случае  $\Sigma b_C = b_3$ ) суммы индуктивных проводимостей  $\Sigma b_L$ . Следовательно, в общем виде закон Ома для параллельного соединения приемников переменного тока будет:

$$I = U \sqrt{(\Sigma g)^2 + (\Sigma b_C - \Sigma b_L)^2}.$$

В разветвлении может преобладать емкостная или индуктивная проводимость, но возможен и частный случай, когда

$$\Sigma b_C = \Sigma b_L.$$

Это условие резонанса токов; для такого режима характерна возможность возникновения реактивных токов в ветвях, значительно превышающих общий ток  $I$ , поступающий от источника электроэнергии переменного тока (см. § 5-15).

### 5-13. СМЕШАННОЕ СОЕДИНЕНИЕ ПРИЕМНИКОВ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Распределение напряжений и токов в ряде электротехнических устройств соответствует смешанному соединению приемников переменного тока.

Последовательность расчета смешанного соединения при переменном токе в общем такая же, как и при постоянном токе (см. § 2-2): сначала рассчитывается эквивалентное сопротивление разветвления, а затем, после замены разветвления эквивалентным сопротивлением, соединение в целом рассчитывается как последовательная цепь.

Однако расчет этот для переменного тока в общем значительно сложнее из-за того, что приходится учитывать векторные соотношения величин переменного тока.

В качестве примера применения метода модулей рассмотрим схему рис. 5-25.

Чтобы определить проводимость разветвления, сначала определим активные проводимости двух ветвей:

$$g_1 = r_1/[r_1^2 + (\omega L_1)^2] \text{ и } g_2 = r_2/[r_2^2 + (1/\omega C)^2],$$

затем реактивные проводимости этих ветвей:

$$b_1 = \frac{\omega L_1}{r_1^2 + (\omega L_1)^2}$$

и

$$b_2 = \frac{(1/\omega C)}{r_2^2 + (1/\omega C)^2}.$$

Активная проводимость разветвления  $g_p = g_1 + g_2$ ; реактивная проводимость разветвления равна разности емкостной и индуктивной проводимостей ветвей  $b_p = b_2 - b_1$ .

На основании проводимостей определяем эквивалентные активное и реактивное сопротивления:

$$r_p = g_p/y_p^2 \text{ и } x_p = b_p/y_p^2.$$

Теперь эквивалентную схему можно рассчитывать как последовательное соединение. Общий ток

$$I_3 = U/\sqrt{(r_p + r_3)^2 + (x_p \pm x_3)^2}.$$

Знак в скобках зависит от характера реактивного сопротивления разветвления.

Если оно имеет тот же характер, что и реактивное сопротивление последовательного участка  $z_3$ , то оно складывается с этим сопротивлением; в противном случае  $x_p$  вычитается из  $x_3$ . Чтобы найти токи в ветвях разветвления, находим сначала напряжение на разветвлении:

$$U_p = I_3 z_p,$$

после чего определяем токи в ветвях:

$$I_1 = U_p/z_1 \text{ и } I_2 = U_p/z_2.$$

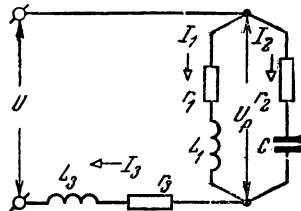


Рис. 5-25. Схема смешанного соединения приемников переменного тока.

Легко определить напряжение  $U_3$  на разветвленном участке схемы:

$$U_3 = I_3 z_3.$$

Активную мощность, потребляемую всей цепью, проще всего определить через общий ток и суммарное активное сопротивление цепи:

$$P = I_3^2 (r_p + r_3).$$

При построении векторной диаграммы такой цепи удобно в качестве исходного вектора взять вектор напряжения на разветвлении  $\dot{U}_p$  (рис. 5-26). По отношению к нему вектор тока  $\dot{I}_1$  отстает на угол  $\varphi_1$ . Соответствующий угол легко построить, отложив в произвольном масштабе по направлению  $\dot{U}_p$  значение

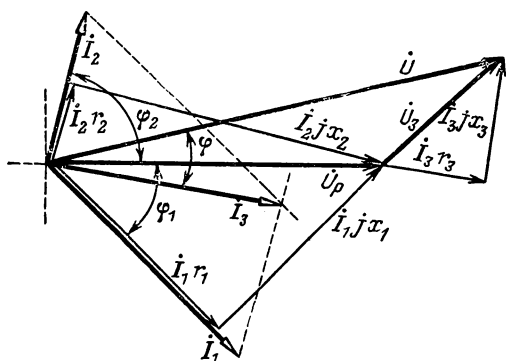


Рис. 5-26. Векторная диаграмма смешанного соединения приемников переменного тока.

вектор которого повернут по отношению к  $\dot{U}_p$  на  $90^\circ$  в сторону опережения. Таким путем получаем  $\dot{U}_3$  как гипотенузу прямоугольного треугольника с катетами  $\dot{I}_3 r_3$  и  $\dot{I}_3 x_3$ . Соединив конец  $\dot{U}_3$  с началом координат, находим вектор напряжения  $\dot{U}$  на зажимах всей цепи. Он опережает вектор общего тока  $\dot{I}_3$  на угол  $\varphi$ :

$$\varphi = \arctg \frac{x_p + x_3}{r_p + r_3}.$$

#### 5-14. ПОЛНАЯ И РЕАКТИВНАЯ МОЩНОСТИ

Активная мощность  $P = UI \cos \varphi$  является основной величиной, характеризующей энергетические условия в цепи переменного тока. Но одной этой величины в ряде случаев недостаточно для электротехнических расчетов, и приходится применять две вспомогательные величины: полную мощность  $S = UI$  и реактивную мощность  $Q = UI \sin \varphi$ .

Сечение проводов обмоток генераторов и трансформаторов рассчитывается на определенное действующее значение силы тока. Электродвижущая сила, индуцируемая в обмотках этих машин и аппаратов, пропорциональна числу витков обмоток, магнитной индукции и сечению сердечника. Магнитная индукция в сердечнике должна иметь определенное значение, близкое к индукции насыщения. Следовательно, число витков обмоток и размеры сердечников



пропорциональны напряжению. Таким образом, размеры генераторов и трансформаторов определяются произведением действующих значений напряжения и силы тока, на которые они рассчитываются, т. е. их размеры пропорциональны произведению  $UI = S$  полной мощности.

Коэффициент мощности, при котором они работают, зависит от рода приемников энергии, включенных в их цепи. Активная мощность, которую эти машины могут отдавать, не перегружаясь, тем меньше, чем ниже  $\cos \varphi$  потребителей электроэнергии.

Руководствуясь этими соображениями, на щитках генераторов и трансформаторов в качестве их номинальной мощности указывают полную мощность<sup>1</sup>. Она равна той наибольшей активной мощности, которую генератор может отдать, а трансформатор передать, когда у нагрузки  $\cos \varphi = 1$ .

В принципе единицей полной мощности, как и активной, должен быть ватт, но вместо него для полной мощности единицей служит вольт-ампер (В·А) или киловольт-ампер (кВ·А). Такое изменение наименования дает возможность, указывая численное значение величины, например 300 кВ·А, сразу одновременно показывать, что рассматривается полная, а не активная мощность.

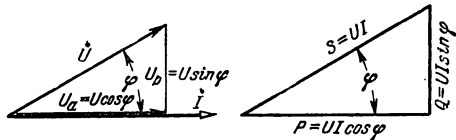


Рис. 5-27. Треугольник напряжений и треугольник мощностей.

Соотношение между тремя видами мощности цепи переменного тока можно наглядно показать в виде треугольника мощностей (рис. 5-27). Для построения его можно взять треугольник напряжений некоторой цепи и умножить все его стороны на силу тока  $I$ . Полученный таким путем треугольник мощностей будет подобен треугольнику напряжений.

На основании этого треугольника

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2}; \quad P = S \cos \varphi; \quad Q = S \sin \varphi; \quad Q = P \operatorname{tg} \varphi.$$

Величина реактивной мощности  $Q$  нужна для расчета полной мощности установки, что требуется, например, при выборе полной мощности трансформатора, питающего установку. Приемники энергии переменного тока требуют активную и реактивную мощности. Чтобы определить их общую полную мощность, нужно, сложив их активные мощности, определить суммарную активную мощность  $\Sigma P$ , а затем путем сложения определить суммарную реактивную мощность  $\Sigma Q$ , после чего определяется полная мощность установки

$$S = \sqrt{(\Sigma P)^2 + (\Sigma Q)^2}. \quad (5-19)$$

Единицей измерения реактивной мощности служат вольт-ампер реактивный (вар) и киловольт-ампер реактивный (квар).

<sup>1</sup> Прежнее наименование кажущаяся мощность.

При емкостном сдвиге фаз реактивная мощность устройства — величина отрицательная, так как

$$Q = UI \sin(-\varphi).$$

Следовательно, мы считаем реактивную индуктивную мощность  $Q_L$  положительной, а реактивную емкостную мощность  $Q_C$  отрицательной. Если в установке имеются приемники электроэнергии как с индуктивным сдвигом фаз, так и с емкостным, то полная мощность установки

$$S = \sqrt{(\Sigma P)^2 + (\Sigma Q_L - \Sigma Q_C)^2}. \quad (5-20)$$

Реактивная мощность равна максимальной мгновенной мощности, потребляемой соответствующим реактивным элементом.

### 5-15. ЯВЛЕНИЯ РЕЗОНАНСА В ЦЕПЯХ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Совпадение частоты вынужденных колебаний, сообщаемых извне физической системе, с частотой собственных свободных колебаний системы называется резонансом. В электрической цепи резонанс возникает при совпадении частот источника переменного тока и собственных свободных колебаний электрической цепи.

Цепь, содержащая индуктивность и емкость, может являться колебательным контуром, т. е. системой, в которой может происходить колебательный разряд емкости на индуктивность. Если емкость (рис. 5-28) сначала заряжена до некоторого начального напряжения

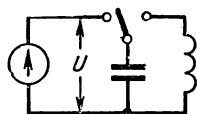


Рис. 5-28. Схема колебательного контура.

$U_n$ , а затем замкнута на индуктивность, то в контуре возникает постепенно увеличивающийся разрядный ток  $i$ . Сила тока должна возрастать постепенно, так как ее увеличению противодействует э. д. с. самоиндукции  $e_L = -L di/dt$ . По мере увеличения силы тока в магнитном поле индуктивности  $L$  накапливается энергия  $Li^2/2$ . Благодаря этому ток в контуре не прекращается, когда емкость полностью разряжается ( $u_C = 0$ ), так как э. д. с. самоиндукции противодействует

уменьшению тока. Она поддерживает ток в том же направлении, в каком он протекал при разряде конденсатора, но уже за счет энергии магнитного поля индуктивности. Этот ток для емкости становится током, заряжающим ее в обратном направлении, т. е. обкладке, имеющей вначале положительный заряд, теперь сообщает отрицательный заряд. Если в колебательном контуре нет потерь, то перезарядка емкости будет продолжаться до тех пор, пока емкость не зарядится до первоначального напряжения  $U_n$ . При этом вся энергия из магнитного поля индуктивности вернется в электрическое поле емкости, после чего начнется разряд емкости на индуктивность при обратном направлении тока и т. д. В идеальном контуре эти колебания затухать не будут. Их угловая частота  $\omega_0$ ,

как известно из курса физики, зависит только от индуктивности и емкости контура:

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC}.$$

При соединении колебательного контура с источником переменного тока явления резонанса могут иметь место, если угловая частота источника  $\omega$  равна собственной угловой частоте контура  $\omega_0$ . Возможны два основных случая резонанса: при последовательном соединении реактивных элементов контура с источником возможен резонанс напряжений, а при параллельном соединении — резонанс токов.

Резонанс напряжений возможен в неразветвленной цепи переменного тока, содержащей, кроме источника энергии, индуктивность  $L$ , емкость  $C$  и неизбежное активное сопротивление  $r$  (рис. 5-29). Согласно закону Ома при напряжении  $U$  на зажимах цепи сила тока в ней

$$I = U/\sqrt{r^2 + (\omega L - 1/\omega C)^2}.$$

Когда  $\omega = \omega_0 = 1/\sqrt{L/C}$ , то равны индуктивное и емкостное сопротивления цепи  $\omega L = 1/\omega C$ , вследствие чего сила тока

$$I = U/r, \quad z = r$$

и

$$\cos \varphi = \frac{r}{z} = 1.$$

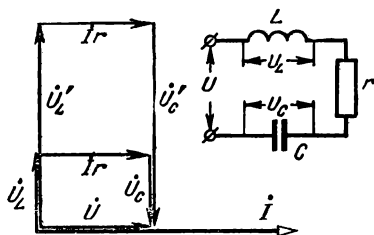


Рис. 5-29. Цепь резонанса напряжений и ее векторная диаграмма.

Если активное сопротивление цепи  $r$  невелико, то при резонансе сила тока в цепи резко возрастает и одновременно, что особенно существенно, очень сильно возрастают напряжения на емкости и индуктивности: они во много раз могут превысить напряжение  $U$  на входных зажимах цепи. Такое превышение будет иметь место, если  $r < \omega L$ , а следовательно,  $r < 1/\omega C$ , так как при резонансе  $U = Ir$ , а следовательно,  $U < I\omega L$  или  $U < I \cdot 1/\omega C$ . Но при резонансе  $\omega L = 1/\omega C$ , поэтому, подставив значение  $\omega$  в оба неравенства сопротивлений, получим одно общее условие возникновения повышенных частичных напряжений:

$$r < \sqrt{L/C}.$$

Величина  $\sqrt{L/C}$  имеет размерность сопротивления; она называется характеристическим или волновым сопротивлением колебательного контура и обозначается  $\rho = \sqrt{L/C}$ . Отношение характеристического сопротивления к активному сопротивлению колебательного контура характеризует важные для техники связи резонансные свойства контура и называется добротностью контура  $Q = \rho/r = \sqrt{L/C} : r$ . Вместе с тем добротность равна отношению (при резонансе) напряжения на емкости или индуктивности к напряжению на активном сопротивлении.

Если одновременно увеличить в  $n$  раз оба реактивных сопротивления, т. е. заменить в цепи  $x_L$  и  $x_C$  сопротивлениями

$$x'_L = nx_L \text{ и } x'_C = nx_C,$$

то сила тока в цепи не изменится, а оба частичных напряжения возрастут в  $n$  раз (рис. 5-29) и достигнут значений

$$U'_L = nU_L \text{ и } U'_C = nU_C.$$

Следовательно, в принципе можно безгранично увеличивать оба реактивных напряжения, а сила тока при этом будет оставаться неизменной

$$I = U/r.$$

Практически предел повышению реактивных напряжений положит пробой изоляции между обкладками конденсатора или между витками катушки.

Физическая причина возникновения повышенных частичных напряжений — это колебания значительных количеств энергии между электрическим полем емкости и магнитным полем индуктивности.

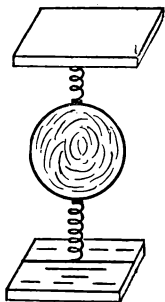


Рис. 5-30. Механическая колебательная система.

Подобные условия колебаний энергии можно найти в механической системе, обладающей массой и упругостью. Простейшим примером может служить ядро, подвешенное на пружинах (рис. 5-30). В механической колебательной системе энергия периодически переходит из кинетической формы — энергии движущегося тела — в потенциальную форму — энергию сил упругости и обратно. Если в системе не слишком велики силы трения, то для поддержания ее периодических колебаний достаточно давать ей небольшие толчки в такт с ее колебаниями, т. е. сообщать ей периодически небольшие количества энергии, достаточные, чтобы покрывать

потери энергии в системе на трение. Вместе с тем сила, дающая толчки извне, может быть во много раз меньше сил инерции и упругости, действующих внутри системы. Следовательно, энергия, поступающая извне для покрытия потерь, тоже может быть мала по сравнению с энергией, колеблющейся внутри системы.

Аналогично в электрической цепи при резонансе напряжений небольшое напряжение источника энергии может создавать высокие частичные напряжения на реактивных элементах цепи. Здесь малые количества энергии, поступающие от источника и затрачиваемые на потери в активном сопротивлении, достаточны для того, чтобы в системе поддерживались колебания относительно больших количеств энергии между магнитным и электрическим полями. Легко показать, что суммарная энергия электрического и магнитного полей при этом остается постоянной:

$$w_{\text{э}} + w_{\text{м}} = Cu_c^2/2 + Li^2/2. \quad (5-21)$$

Между напряжением на емкости  $u_C$  и током  $i$  сдвиг фаз равен четверти периода, поэтому если  $u_C = U_{Cm} \sin \omega t$ , то  $i = I_m \cos \omega t$ .

Подставив эти выражения в энергетическое уравнение (5-21), получим

$$w_a + w_m = \frac{CU C_m}{2} \sin^2 \omega t + \frac{LI_m^2}{2} \cos^2 \omega t.$$

Амплитуда силы тока  $I_m = U_m \omega C$ , а при резонансе  $\omega = \omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ , следовательно,  $LI_m^2 = CU C_m$ , на основании чего

$$w_a + w_m = \frac{U C_m C}{2} (\sin^2 \omega t + \cos^2 \omega t) = \text{const.}$$

Резонанс в цепи может возникнуть при изменении частоты источника энергии или при изменении собственной частоты контура; последнее имеет место при изменении  $L$  или  $C$  контура. Для техники связи, автоматики и т. д. большее практическое значение имеет зависимость режима цепи, в которой возможен резонанс от частоты переменного тока, так называемые частотные характеристики цепи.

Выражение закона Ома (5-13) для неразветвленной цепи, содержащей  $r$ ,  $L$  и  $C$ , показывает, что сила тока в цепи имеет наибольшее значение в условиях резонанса, когда  $\omega L = 1/\omega C$ . Идеальный резонанс напряжения при  $r=0$  эквивалентен короткому замыканию входных зажимов цепи.

При наличии в контуре сопротивления  $r$  наибольшие значения частичных напряжений будут соответствовать частоте, несколько отличной от частоты резонанса. В частности, напряжение на емкости

$$U_C = I \frac{1}{\omega C} = \frac{U}{\omega C \sqrt{r^2 + (\omega L - 1/\omega C)^2}} = \frac{U}{\sqrt{\omega^2 r^2 C^2 + (\omega^2 LC - 1)^2}}.$$

Наибольшему значению  $U_C$  как функции  $\omega$  соответствует минимум подкоренного выражения в последней формуле (максимум этого выражения имеет место при  $\omega = \infty$ ). Следовательно, чтобы определить условия максимума  $U_C = F_1(\omega)$ , нужно приравнять нулю первую производную по  $\omega$  от этого выражения:

$$2\omega r^2 C^2 + 4\omega^3 L^2 C^2 - 4\omega LC = 0.$$

На основании этого искомая угловая частота

$$\begin{aligned} \omega_C &= \sqrt{1/LC - r^2/2L^2} = \\ &= \sqrt{\omega_0^2 - r^2/2L^2}. \end{aligned} \quad (5-22)$$

Следовательно, напряжение на емкости будет иметь наибольшее значение при угловой частоте  $\omega_C$ , меньшей, чем угловая частота резонанса  $\omega_0$  (рис. 5-31).

Подобным же образом можно найти, что наибольшее значение напряжения при индуктивности  $U_L = I \omega L = F_2(\omega)$  соответствует

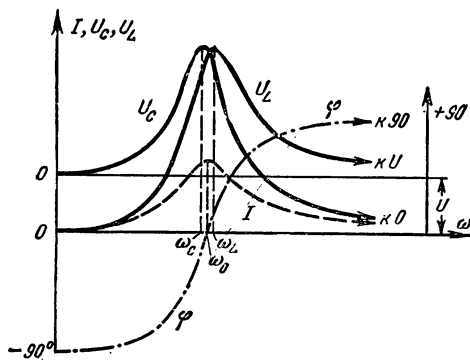


Рис. 5-31. Частотные характеристики неразветвленной цепи, содержащей  $L$ ,  $r$  и  $C$ .

$$\omega_L = \omega_0 \sqrt{\frac{1}{1-r^2C/2L}} = \omega_0 \sqrt{\frac{1}{1-1/2Q^2}} > \omega_0;$$

чем больше добротность контура  $Q = \sqrt{L/C} : r$ , тем ближе вершины характеристик  $U_C$ ,  $I$  и  $U_L$  и тем острее эти характеристики.

В электроэнергетических устройствах в большинстве случаев резонанс напряжений — явление нежелательное, связанное с неожиданным возникновением перенапряжений, т. е. напряжений, в несколько раз превышающих рабочее напряжение установки.

Но в электротехнике связи — радиотехнике, проволоочной телефонии, в автоматике и т. п. явления резонанса напряжений широко используются для настройки цепи на определенную частоту.

При параллельном соединении источника и колебательного контура (рис. 5-32) могут иметь место явления резонанса токов.

Закон Ома для такого параллельного соединения выражается формулой

$$I = U \sqrt{g^2 + (b_C - b_L)^2} \quad (\text{см. § 5-12}).$$

Эти явления имеют место, когда реактивные проводимости (индуктивная  $b_L$  и емкостная  $b_C$ ) полностью взаимно компенсируются, т. е. когда  $b_C = b_L$ . В этих условиях общий ток цепи  $I = Ug$  и  $\cos \varphi = 1$ . Токи в реактивных ветвях пропорциональны одному и тому же напряжению и поэтому при резонансе равны:

$$I_C = Ub_C = I_L = Ub_L.$$

На рис. 5-32 показана векторная диаграмма цепи при резонансе.

Рис. 5-32. Цепь резонанса токов и ее векторная диаграмма.

Если в одинаковое число раз увеличить обе реактивные проводимости, т. е. заменить  $b_C$  и  $b_L$  через  $b'_C = nb_C$  и  $b'_L = nb_L$ , то токи в этих ветвях увеличатся тоже в  $n$  раз, а общий ток  $I$ , даваемый источником электротехнической энергии, остается тем же  $I = Ug$ . Таким образом, в принципе можно неограниченно увеличивать токи в реактивных ветвях, а ток источника будет оставаться неизменным. В действительности реальные приемники реактивного тока — катушки и конденсаторы — обладают активной проводимостью, в особенности реактивные катушки, следовательно, включение этих приемников для увеличения реактивной проводимости вызывает увеличение также активной проводимости и вместе с ней тока  $I$  источника.

Если разветвленная цепь при резонансе токов может быть изображена эквивалентной схемой (рис. 5-32) с чисто реактивными ветвями и обособленной активной ветвью, то  $b_C = \omega C$  и  $b_L = 1/\omega L$ , а при резонансе  $\omega C = 1/\omega L$ , и, следовательно, угловая частота резонанса  $\omega = 1/\sqrt{LC} = \omega_0$ , т. е. собственной угловой частоте контура, что соответствует общему определению резонанса.

Индуктивный и емкостный токи противоположны по фазе и равны по амплитуде, а по отношению к источнику энергии они взаимно компенсируются, что объясняет название явления — резонанс токов. Когда индуктивный ток направлен к верхнему узлу схемы — емкостный ток направлен от этого узла. Энергия из магнитного поля ветви индуктивности переходит в электрическое поле ветви емкости, а через четверть периода она возвращается назад в магнитное поле. Ток, поддерживаемый исчезающим магнитным полем индуктивности, служит зарядным током емкости, и наоборот, разрядный ток емкости возбуждает магнитное поле индуктивности.

На рис. 5-33 показана частотная характеристика цепи, схема которой дана на рис. 5-32. Емкостный ток  $I_C$  возрастает линейно, пропорционально частоте, индуктивный ток  $I_L$  обратно пропорционален частоте, активный ток от частоты не зависит. Точка пересечения характеристик  $I_C$  и  $I_L$  определяет условия резонанса.

При резонансе токов реактивный ток замыкается в кольце, образуемом индуктивностью и емкостью, а провода, соединяющие колебательный контур с источником энергии, и самый источник полностью разгружаются от реактивного тока.

В случае идеального контура при  $g=0$  полная проводимость контура  $y=0$ , а полное сопротивление  $z=\infty$ , таким образом, идеальный резонанс токов эквивалентен замыканию цепи.

Условие  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$  нельзя применить к схеме, в которой в параллельные ветви последовательно с реактивными приемниками включены активные сопротивления, так как значение этих сопротивлений влияет на эквивалентные значения индуктивности и емкости. Но и для этой схемы справедливо условие  $b_C = b_L$ , а так как в этом случае

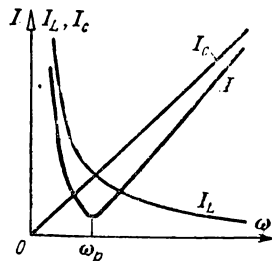


Рис. 5-33. Частотная характеристика цепи резонанса токов.

$$b_L = \frac{\omega L}{r_L^2 + (\omega L)^2} \quad \text{и} \quad b_C = \frac{1}{r_C^2 + (1/\omega C)^2},$$

то, следовательно, условие резонанса токов для такой цепи будет:

$$\frac{\omega C}{(\omega C r_C)^2 + 1} = \frac{\omega L}{r_L^2 + (\omega L)^2},$$

т. е. в него входят кроме реактивных и активные параметры цепи. Отметим, что резонанс токов в отличие от резонанса напряжений — явление, безопасное для электрической установки. Большие токи в ветвях при резонансе токов возникают лишь в том случае, если созданы большие реактивные проводимости ветвей — установлены большие батареи конденсаторов, мощные реактивные катушки. Ничего неожиданного здесь нет, так как токи в обеих ветвях взаимно независимы и определяются на основании закона Ома,

## 5-16. ПОВЫШЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ

В двигателях переменного тока для получения вращающего момента используется взаимодействие переменного магнитного поля и токонесущих проводов; следовательно, этим машинам необходим переменный намагничивающий реактивный ток для возбуждения магнитного поля, а это ухудшает  $\cos \varphi$  промышленных предприятий. Низкое значение  $\cos \varphi$  вызывает неполное использование мощности генераторов, линий передач и трансформаторов. Они бесполезно загружаются индуктивным реактивным током  $I_p$ ; наличие реактивного тока обуславливает также увеличение потерь в проводах ( $r_{л}$ ) при передаче электрической энергии. Эти потери

$$P_{\text{пер}} = I^2 r_{л} = I_a^2 r_{л} + I_p^2 r_{л}$$

складываются из потерь при передаче активного тока  $I_a$  и бесполезных потерь при передаче реактивного тока  $I_p$ . Последние вызываются перемещениями энергии из магнитных полей двигателей на электростанции в генераторы и обратными перемещениями.

Использование резонанса токов дает возможность разгрузить источник энергии и передающие устройства от этих бесполезных колебаний энергии, а следовательно, и от реактивного тока, замкнув колебания в кольце, образуемом емкостью и индуктивностью. Практически эта разгрузка осуществляется включением параллельно двигателям переменного тока батареи конденсаторов. Реактивная (емкостная) мощность  $Q_C$  последних для полной компенсации сдвига фаз должна быть равна реактивной (индуктивной) мощности двигателей

$$Q_L = U I_n \sin \varphi.$$

В большинстве случаев осуществляется неполная компенсация сдвига фаз, так как наличие небольшого реактивного тока при  $\cos \varphi \geq 0,95$  значения не имеет, потому что  $I = \sqrt{I_a^2 + I_p^2}$ , а полная компенсация требует дополнительной установки значительной емкости, что часто экономически не оправдывается.

Обычно задано то значение  $\cos \varphi$ , которое должна иметь установка после компенсации; если исходные значения тока нагрузки  $I_n$  и его  $\cos \varphi_n$  известны, то необходимое значение емкости определяется на основании следующего.

Для того чтобы уменьшить сдвиг фаз  $\varphi_n$  до значения  $\varphi$ , необходимо, как показывает векторная диаграмма рис. 5-34, уменьшить результирующий реактивный ток установки на величину  $I_{p, n} - I_p$ ; здесь  $I_p$  — реактивный ток установки после компенсации, а  $I_{p, n}$  — реактивный ток до компенсации.

Активный ток  $I_a$  связан с реактивным простым соотношением  $I_a \operatorname{tg} \varphi = I_p$ , кроме того, активный ток можно выразить через мощность  $P$  и напряжение  $U$  установки:

$$I_a = I \cos \varphi = P/U.$$



Активный ток при компенсации остается без изменения. Выполняя соответствующие подстановки, можем выразить искомую разность реактивных токов следующим образом:

$$I_{p.н} - I_p = I_a(\operatorname{tg} \varphi_n - \operatorname{tg} \varphi) = \frac{P}{U}(\operatorname{tg} \varphi_n - \operatorname{tg} \varphi).$$

Этой разности должен быть численно равен емкостный ток, необходимый для компенсации:

$$I_C = I_{p.н} - I_p = \frac{P}{U}(\operatorname{tg} \varphi_n - \operatorname{tg} \varphi),$$

а так как согласно закону Ома емкостный ток связан с емкостью соотношением

$$I_C = U\omega C,$$

то необходимая для компенсации емкость

$$C = \frac{P}{\omega U^2}(\operatorname{tg} \varphi_n - \operatorname{tg} \varphi). \quad (5-23)$$

Улучшение  $\cos \varphi$  посредством включения конденсаторов осуществляется искусственным улучшением коэффициента мощности в отличие от естественного

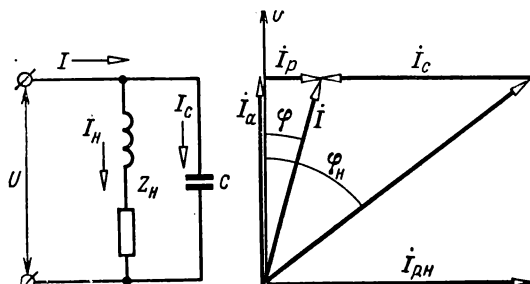


Рис. 5-34. Схема и векторная диаграмма компенсации сдвига фаз.

улучшения, получаемого при полном использовании мощности двигателей и установке двигателей, не потребляющих реактивный ток (синхронных двигателей). Для искусственного улучшения  $\cos \varphi$  предприятиям необходимо разрешение энергосистемы или электрической станции.

## 5-17. СИМВОЛИЧЕСКИЙ МЕТОД

Символическое изображение векторов переменного тока широко применяется для расчета цепей переменного тока, так как оно дает возможность выразить в алгебраической форме геометрические операции с векторами переменных токов и напряжений, благодаря чему возможно применить все методы расчета цепей постоянного тока

(законы Кирхгофа, метод контурных токов, метод положения и т. д.) для цепей переменного тока.

В основу символического изображения векторов переменного тока приняты следующие простые положения: любой вектор  $\dot{I}$  можно разложить на составляющие ( $I'$  и  $I''$ ), направленные по двум осям прямоугольной системы координат (рис. 5-35). Ось абсцис при символическом изображении векторов будем называть о с ь ю д е й с т в и т е л ь н ы х (или вещественных) в е л и ч и н, а ось ординат — о с ь ю м н и м ы х в е л и ч и н, причем составляющую вектора по мнимой оси будем выделять посредством особого множителя — с и м в о л а  $j$ .

Таким образом, в символической форме вектор  $\dot{I}$  будет:

$$\dot{I} = I' + jI''.$$

Если некоторый вектор  $\dot{U}$ , направленный по действительной оси, умножить на  $j$ , то вектор  $j\dot{U}$  будет повернут по отношению  $\dot{U}$  на  $90^\circ$

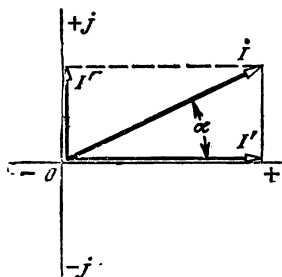


Рис. 5-35. Действительная и мнимая составляющие вектора.

против часовой стрелки, т. е. в положительную сторону. Умножение вектора на  $j^2$  поворачивает вектор на  $180^\circ$ , а такой поворот эквивалентен перемене знака вектором:

$j^2\dot{U} = -\dot{U}$ . Следовательно,  $j = \sqrt{-1}$ , т. е. мнимой единице, в соответствии с чем и дано наименование оси ординат, составляющие векторов по которой сопровождаются множителем  $j$ . Таким образом, при символическом изображении вектор рассматривается как комплексная величина, а плоскость, на которой вектор изображается через действительную и мнимую составляющие, именуется комплексной плоскостью. В

соответствии с этим символический метод называют также методом комплексных величин.

Применяются три формы записи комплексной величины, в частности вектора переменного тока:

алгебраическая форма:

$$\dot{I} = I' + jI''; \quad (5-24)$$

тригонометрическая форма:

$$\dot{I} = I \cos \alpha + jI \sin \alpha; \quad (5-25)$$

здесь

$$I = \sqrt{I'^2 + I''^2}.$$

На основании подстановки Эйлера

$$\cos \alpha + j \sin \alpha = e^{j\alpha}$$

тригонометрическая форма может быть преобразована в показательную форму:

$$\dot{I} = I e^{j\alpha}. \quad (5-26)$$

В большинстве случаев можно пользоваться алгебраической формой, но при возведении в степень и извлечении корня целесообразнее применять показательную форму. Для перехода к ней от алгебраической служат простые соотношения:

$$I = \sqrt{I'^2 + I''^2}$$

и

$$\alpha = \arctg I''/I'.$$

Положение вектора тока или напряжения на комплексной плоскости определяется его начальной фазой  $\alpha$ , а последняя — относительно произвольна, так как зависит от момента начала отсчета времени. Следовательно, при расчетах цепей переменного тока можно принять равной нулю начальную фазу какого-то одного из напряжений или токов — например известного напряжения на зажимах цепи. Тем самым принимаем, что вектор этой величины и направлен по действительной оси. Все остальные векторы, определенные при расчете, окажутся ориентировочными по отношению к исходному вектору.

Изображение в символической форме сопротивлений цепи переменного тока определяется характером воздействия этих сопротивлений на сдвиг фаз между напряжением и током.

Умножение вектора тока  $I$  на активное сопротивление  $r$  изменяет только величину вектора, но не его направление (рис. 5-36), так как на участке цепи, содержащем только активное сопротивление, напряжение  $\dot{U} = \dot{I}r$  и ток совпадают по фазе, а их векторы направлены параллельно.

Умножение вектора тока  $\dot{I}$  на индуктивное сопротивление  $\omega L = x_L$  не только изменяет длину вектора, но и поворачивает его на  $90^\circ$  в положительную сторону, так как на участке цепи, содержащем только индуктивное сопротивление, вектор напряжения  $\dot{U} = \dot{I}\omega L$  на  $90^\circ$  опережает вектор тока. Следовательно, в символической форме индуктивное реактивное сопротивление изображается положительной мнимой величиной  $j\omega L = jx_L$ .

На основании таких же рассуждений легко найти, что емкостное реактивное сопротивление должно изображаться отрицательной мнимой величиной:

$$-j \cdot 1/\omega C = 1/j\omega C = -jx_C.$$

Напряжение на зажимах цепи, содержащей активное и индуктивное сопротивления, соединенные последовательно, запишется в символической форме следующим образом:

$$\dot{U} = \dot{I}r + \dot{I}j\omega L = \dot{I}(r + j\omega L).$$

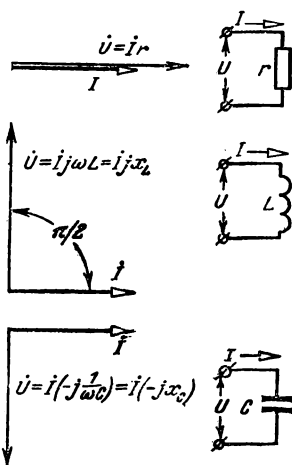


Рис. 5-36. Векторы тока и активного, индуктивного и емкостного напряжений.

## Полное сопротивление

$$Z = \dot{U} / \dot{I} = r + j\omega L = r + jx_L,$$

следовательно, это комплексная величина. Ее принято обозначать прописной буквой  $Z$  в отличие от строчной буквы

$$z = \sqrt{r^2 + x^2},$$

обозначающей модуль полного сопротивления. Часто приходится применять изображение полного сопротивления в показательной форме:

$$Z = ze^{j\varphi};$$

здесь

$$\varphi = \arctg x/r.$$

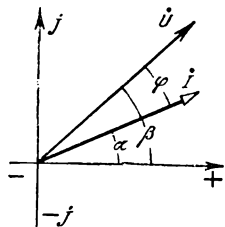


Рис. 5-37. Векторы напряжения и тока на комплексной плоскости.

Мощность переменного тока — величина несинусоидальная (§ 5-10), поэтому для определения ее на основании комплексных напряжений и тока приходится применять искусственный прием, обосновываемый следующим образом.

Рассмотрим на комплексной плоскости (рис. 5-37) векторы напряжения и тока, символическое изображение которых в показательной форме будет:

$$\dot{U} = Ue^{j\beta}, \quad \dot{I} = Ie^{j\alpha},$$

причем  $\beta - \alpha = \varphi$ , т. е. сдвигу фаз между напряжением и током. Умножим комплекс напряжения на сопряженный комплекс тока, т. е. на величину

$$\dot{I}^* = Ie^{-j\alpha}.$$

Такое произведение называется комплексной мощностью

$$\begin{aligned} \tilde{S} &= \dot{U} \dot{I}^* = Ue^{j\beta} Ie^{-j\alpha} = UIe^{j(\beta - \alpha)} = \\ &= UIe^{j\varphi} = UI \cos \varphi + jUI \sin \varphi = P + jQ, \end{aligned} \quad (5-27)$$

т. е. действительная часть комплексной мощности равна активной мощности, а мнимая часть — реактивной мощности.

Изображение проводимостей переменного тока в символической форме обосновывается так же, как и изображения сопротивлений: активная проводимость  $g$  является действительной величиной, индуктивная — мнимой отрицательной —  $j b_L$ , а емкостная — положительной —  $j b_C$ . Полная проводимость есть комплексная величина  $Y = g \pm j b$ .

## 5-18. РАСЧЕТ ЦЕПИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА С ПРИМЕНЕНИЕМ СИМВОЛИЧЕСКИХ ИЗОБРАЖЕНИЙ ВЕКТОРОВ

Чтобы нагляднее представить себе особенности расчетов при символическом изображении величин переменного тока, рассчитаем полное сопротивление смешанного соединения (рис. 5-38), содержа-

щего активные, индуктивные и емкостные элементы. Известными величинами будем считать все активные и реактивные сопротивления.

Благодаря применению символического изображения сопротивлений мы можем выразить общее полное сопротивление цепи формулой, аналогичной формуле общего сопротивления смешанного соединения цепи постоянного тока (см. § 1-6), т. е. как сумму сопротивления неразветвленного участка цепи и сопротивления разветвления; при переменном токе эти сопротивления — комплексные величины. Таким образом, общее полное сопротивление рассматриваемого смешанного соединения будет:

$$Z = Z_1 + Z_p,$$

где сопротивление разветвления

$$Z_p = \frac{Z_2 Z_3}{Z_2 + Z_3};$$

а так как комплексы

$$Z_1 = r_1 + j\omega L_1 = r_1 + jx_1;$$

$$Z_2 = r_2 - j \cdot 1/\omega C = r_2 - jx_2;$$

$$Z_3 = r_3 + j\omega L_3 = r_3 + jx_3,$$

то, следовательно,

$$Z = r_1 + jx_1 + \frac{(r_2 - jx_2)(r_3 + jx_3)}{r_2 + r_3 + j(x_3 - x_2)}.$$

На основании символического изображения векторов очень просто выполнить построение в масштабе векторной диаграммы цепи, так как действительные и мнимые составляющие векторов определяют соответствующие отрезки абсцисс и ординат, а следовательно, и положение векторов.

## 5-19. РАСЧЕТ ЛИНИЙ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА НА ПОТЕРЮ НАПРЯЖЕНИЯ

В цепи переменного тока следует различать падение напряжения и потерю напряжения.

Падение напряжения  $U_{\text{пад}}$  в том или ином устройстве переменного тока есть векторная разность напряжения  $\dot{U}$  на входе устройства (рис. 5-39) и напряжения  $\dot{U}_n$  на выходе этого же устройства (в частности, это векторная разность напряжений в начале и в конце линии передачи электрической энергии):

$$\dot{U}_{\text{пад}} = \dot{U} - \dot{U}_n = iZ;$$

где  $Z$  — внутреннее сопротивление устройства.

Практически обычно важнее алгебраическая разность входного и выходного напряжения, называемая потерей напряжения,

$$\Delta U = U - U_n.$$

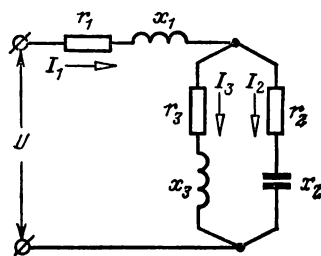


Рис. 5-38. Смешанное соединение приемников переменного тока.

Это основная величина при расчетах проводов переменного тока. Она зависит не только от силы тока и внутреннего сопротивления, но и от величины сдвига фаз между напряжением и током нагрузки, присоединенной к выходным зажимам.

Обратимся к условиям линии переменного тока, нагруженной током приемника, при индуктивном сдвиге фаз  $\varphi$  между напряжением  $\dot{U}_н$  в конце линии и током  $I$ . Так как мы рассматриваем последовательное соединение, то в качестве исходного вектора диаграммы возьмем вектор тока, который направим по горизонтальной оси (рис. 5-39). По отношению к нему вектор  $\dot{U}_н$  — напряжения в конце

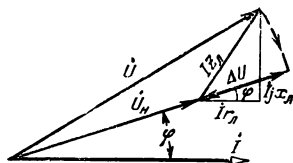


Рис. 5-39. Падение и потеря напряжения в линии передачи при индуктивном сдвиге фаз.

линии — сдвинут на угол  $\varphi$  в сторону опережения. Напряжение  $\dot{U}$  в начале линии равно векторной сумме напряжения в ее конце и падения напряжения в линии  $\dot{I}Z_L$ :

$$\dot{U} = \dot{U}_н + \dot{I}Z_L,$$

а так как сопротивление линии складывается из активного  $r_L$  и реактивного  $x_L = \omega L$ , то

$$Z_L = r_L + jx_L$$

и, следовательно,

$$\dot{U} = \dot{U}_н + \dot{I}r_L + \dot{I}jx_L.$$

Вектор  $\dot{I}r_L$  параллелен вектору тока  $I$ , вектор  $\dot{I}jx_L$  опережает вектор тока на  $90^\circ$ . Прибавив  $\dot{I}Z_L$  на диаграмме к вектору  $\dot{U}_н$ , получаем вектор  $\dot{U}$ .

Нас интересует алгебраическая разность  $U - U_n$ ; чтобы определить ее, прибегнем к следующему построению: поворачиваем вектор  $\dot{U}$  до совмещения по направлению с вектором  $\dot{U}_н$ . Таким путем получаем на диаграмме отрезок  $\Delta U$ , представляющий собой разность  $\dot{U} - \dot{U}_н$ , т. е. потерю напряжения<sup>1</sup>. На основании диаграммы эта разность может быть выражена с очень небольшой погрешностью через активную и реактивную составляющие падения напряжения:

$$\Delta U = Ir_L \cos \varphi + Ix_L \sin \varphi,$$

или если общая длина проводов линии  $2l$ , ее активное сопротивление единицы длины  $r_0 = \rho/S$ , а индуктивное  $x_0$ , то

$$\Delta U = I \cdot 2l (r_0 \cos \varphi + x_0 \sin \varphi). \quad (5-28)$$

Эта формула служит основанием для расчета воздушных линий. У внутренних проводов индуктивность незначительна, и ею можно пренебречь; тогда

$$\Delta U = I \cdot 2lr_0 \cos \varphi = I_a \cdot 2lr_0, \quad (5-29)$$

<sup>1</sup> На рис. 5-39 падение напряжения для наглядности изображено относительно очень большим.

т. е. потеря напряжения в этом случае вызывается лишь  $I_a$  — активной составляющей тока нагрузки.

Потерю напряжения мы назвали алгебраической разностью напряжения  $U$  и  $U_n$  на том основании, что при необычной, но возможной нагрузке со значительным емкостным сдвигом фаз  $\varphi$  потеря напряжения может быть отрицательной (рис. 5-40), т. е. напряжение  $U_n$  в конце линии может стать выше напряжения  $U$  в начале линии. В этом случае

$$\Delta U = I r_{\text{л}} \cos \varphi - I x_{\text{л}} \sin \varphi$$

или

$$\Delta U = I \cdot 2l (r_0 \cos \varphi - x_0 \sin \varphi). \quad (5-30)$$

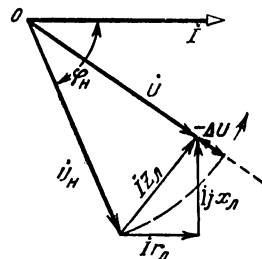


Рис. 5-40. Падение и потеря напряжения в линии передачи при емкостном сдвиге фаз.

## 5-20. ОСНОВНЫЕ СООТНОШЕНИЯ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКА

Расчет рабочего режима большого числа электротехнических устройств может быть дан в общей форме, если эти устройства можно рассматривать как четырехполюсники (рис. 5-41), т. е. если они соединяются с остальной цепью через четыре зажима («полюса»). Из этих четырех зажимов два именуются входными, а два других — выходными. Если четырехполюсник не содержит источников электроэнергии, то он называется п а с с и в н ы м, в противном случае он называется а к т и в н ы м. Примером активного четырехполюсника может служить электронный усилитель (§ 12-2), примерами пассивного четырехполюсника — трансформатор (эквивалентная схема), линия передачи, измерительный мост и т. п.

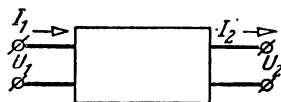


Рис. 5-41. Схема четырехполюсника.

Наиболее обстоятельно разработана теория пассивного четырехполюсника, элементы которой мы здесь изложим. Обычно входные зажимы пассивного четырехполюсника соединяются с источником электроэнергии, а выходные — с приемником. Теория пассивного четырехполюсника устанавливает соотношения между его входными и выходными напряжениями и токами независимо от внутренней схемы четырехполюсника.

Будем рассматривать четырехполюсник, к входным зажимам которого подведено синусоидальное напряжение  $\dot{U}_1$  (рис. 5-41), а выходные зажимы замкнуты на некоторое комплексное сопротивление  $Z_n$ . Применим систему уравнений метода контурных токов (см. § 2-5) сначала к входному контуру четырехполюсника:

$$\dot{U}_1 = \dot{I}_1 Z_{11} + \dot{I}_2 Z_{12} + \dots + \dot{I}_n Z_{1n}, \quad (5-31)$$

где  $Z_{11}$  — сумма сопротивлений сторон входного контура;  $Z_{12}, \dots, Z_{1n}$  —

недоступные нам сопротивления смежных ветвей входного контура и внутренних  $n$  контуров четырехполюсника.

В выходном контуре нет источника электроэнергии, поэтому для него уравнение напряжений будет:

$$0 = \dot{I}_1 Z_{21} + \dot{I}_2 Z_{22} + \dots + \dot{I}_n Z_{2n}. \quad (5-32)$$

Сопротивление выходного контура  $Z_{22}$  складывается из сопротивления, лежащего внутри четырехполюсника (обозначим его  $Z_{22\text{вт}}$ ), и сопротивления нагрузки  $Z_n$ , т. е.

$$Z_{22} = Z_{22\text{вт}} + Z_n.$$

Величина  $\dot{I}_2 Z_n = \dot{U}_2$  есть выходное напряжение четырехполюсника, мы можем теперь придать уравнению (5-31) следующую форму:

$$(-\dot{U}_2) = \dot{I}_1 Z_{21} + \dot{I}_2 Z_{22\text{вт}} + \dots + \dot{I}_n Z_{2n}. \quad (5-33)$$

Воспользуемся теперь для определения входного и выходного токов известным общим выражением контурного тока (2-22), и так как источники напряжения  $U_1$  и  $(-U_2)$  имеются только во входном и выходном контурах, то

$$\dot{I}_1 = \frac{\Delta_{11}}{\Delta} \dot{U}_1 - \frac{\Delta_{12}}{\Delta} \dot{U}_2; \quad (5-34)$$

$$\dot{I}_2 = \frac{\Delta_{21}}{\Delta} \dot{U}_1 - \frac{\Delta_{22}}{\Delta} \dot{U}_2; \quad (5-35)$$

здесь определитель системы

$$\Delta = \begin{vmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \dots & Z_{1n} \\ Z_{21} & Z_{22\text{вт}} & \dots & Z_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ Z_{n1} & Z_{n2} & \dots & Z_{nn} \end{vmatrix},$$

а его алгебраические дополнения  $\Delta_{kn}$  получаются из  $\Delta$  посредством вычеркивания в последнем  $k$ -го столбца и  $n$ -й строки и умножения полученного определителя на  $(-1)^{k+n}$ . Так как  $\Delta_{12} = \Delta_{21}$ , то на основании (5-35) получаем выражение входного напряжения через параметры четырехполюсника:

$$\dot{U}_1 = \frac{\Delta_{22}}{\Delta_{12}} \dot{U}_2 + \frac{\Delta}{\Delta_{12}} \dot{I}_2. \quad (5-36)$$

Это значение  $U_1$  подставим в (5-34) и получим уравнение входного тока

$$\dot{I}_1 = \frac{\Delta_{11}\Delta_{22} - \Delta_{12}^2}{\Delta\Delta_{12}} \dot{U}_2 - \frac{\Delta_{11}}{\Delta_{12}} \dot{I}_2. \quad (5-37)$$

Постоянные коэффициенты, входящие в эти уравнения и определяемые через внутренние параметры четырехполюсника, принято обозначать:

$$\begin{aligned} \Delta_{22}/\Delta_{12} &= A; \quad \Delta/\Delta_{12} = B; \\ (\Delta_{11}\Delta_{22} - \Delta_{12}^2)/\Delta\Delta_{12} &= C; \quad \Delta_{11}/\Delta_{12} = D. \end{aligned}$$



В соответствии с этим два основных уравнения четырехполюсника примут следующий простой вид:

$$\dot{U}_1 = A\dot{U}_2 + B\dot{I}_2; \quad (5-38)$$

$$\dot{I}_1 = C\dot{U}_2 + D\dot{I}_2. \quad (5-39)$$

В рассматриваемом случае постоянные коэффициенты  $A$ ,  $B$ ,  $C$  и  $D$  являются комплексными величинами; эти коэффициенты связаны между собой простым соотношением

$$AD - BC = 1,$$

справедливость которого легко доказать, подставив вместо  $A$ ,  $B$ ,  $C$  и  $D$  их выражения через коэффициенты четырехполюсника.

Практически весьма важным свойством пассивного четырехполюсника является то, что его рабочий режим можно рассматривать как наложение режимов холостого хода и короткого замыкания.

Под холостым ходом четырехполюсника принято понимать условия, когда выходные зажимы четырехполюсника разомкнуты ( $Z_n = \infty$ ) и между ними поддерживается напряжение  $U_2$ , равное выходному напряжению  $\dot{U}_2$  при нагрузке  $Z_n$ . Для холостого хода основные уравнения (5-36) и (5-37) принимают следующий вид:

$$\dot{U}_{10} = A\dot{U}_2; \quad (5-40)$$

$$\dot{I}_{10} = C\dot{U}_2. \quad (5-41)$$

Под коротким замыканием (или опытом короткого замыкания) следует понимать режим, при котором выходные зажимы замкнуты накоротко или на очень малое сопротивление амперметра, а к входным зажимам подведено сильно пониженное напряжение  $\dot{U}_{1к}$ , такое, чтобы выходной ток  $\dot{I}_2$ , несмотря на короткое замыкание выходных зажимов, был равен выходному току при нагрузке  $Z_n$ . Применяв основные уравнения (5-38) и (5-39) к условиям короткого замыкания, получим:

$$\dot{U}_{1к} = B\dot{I}_2; \quad \dot{I}_{1к} = D\dot{I}_2. \quad (5-42)$$

Сопоставив уравнения холостого хода и короткого замыкания с основными уравнениями четырехполюсника, можем убедиться, что

$$\dot{U}_1 = A\dot{U}_2 + B\dot{I}_2 = \dot{U}_{10} + \dot{U}_{1к}; \quad (5-43)$$

$$\dot{I}_1 = C\dot{U}_2 + D\dot{I}_2 = \dot{I}_{10} + \dot{I}_{1к}. \quad (5-44)$$

Следовательно, рабочий режим электротехнических устройств, являющихся четырехполюсниками, можно определять на основании соответствующих опытов холостого хода и короткого замыкания.

Большое число четырехполюсников симметрично (например, линия передачи). Если у симметричного четырехполюсника поменять местами входные и выходные зажимы, то его входные и выходные токи и напряжения не изменятся. Определим, как отображается в основных уравнениях четырехполюсника подобная симметрия. При замене входных зажимов выходными и обратно в основных

уравнениях (5-38) и (5-39) нужно подставить вместо  $\dot{U}_1$  напряжение  $(-U_2)$  а вместо  $I_1$  ток  $I_2$ :

$$-\dot{U}_2 = -A\dot{U}_1 + B\dot{I}_1; \quad (5-45)$$

$$\dot{I}_2 = -C\dot{U}_1 + D\dot{I}_1. \quad (5-46)$$

Определим опять на основании этих преобразованных уравнений входные величины через выходные. Умножим уравнение (5-45) на  $-D$ , а уравнение (5-46) на  $B$  и сложим эти два произведения, учитывая, что  $AD - BC = 1$ :

$$\dot{U}_1 = D\dot{U}_2 + B\dot{I}_2. \quad (5-47)$$

Затем, умножив уравнение (5-45) на  $(-C)$ , а уравнение (5-46) на  $A$  и сложив эти два произведения, составим второе уравнение для обращенного четырехполюсника:

$$\dot{I}_1 = C\dot{U}_2 + A\dot{I}_2. \quad (5-48)$$

Сопоставляя уравнения (5-47) и (5-48) с уравнениями (5-38) и (5-39), мы видим, что условием симметрии четырехполюсника является равенство  $A = D$ .

В ряде случаев при расчетах цепей, в которые входит четырехполюсник, целесообразно заменить четырехполюсник эквивалентной схемой (схемой замещения), т. е. такой комбинацией электрически соединенных сопротивлений, которая при включении ее на место четырехполюсника в электрическую цепь будет потреблять и отдавать те же мощности и при тех же силах тока и сдвигах фаз, как и замещаемый четырехполюсник. В таких случаях применяются Т-образная и П-образная эквивалентные схемы (рис. 5-42).

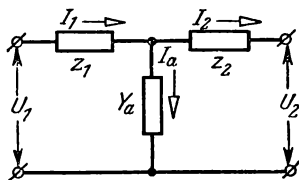


Рис. 5-42. Т-образная эквивалентная схема четырехполюсника.

Для того чтобы выразить сопротивления и проводимости элементов эквивалентной схемы через коэффициенты  $A$ ,  $B$ ,  $C$  и  $D$  четырехполюсника, составим для чаще применяемой Т-образной схемы уравнения входных величин, аналогичные по форме двум основным уравнениям четырехполюсника, т. е. выразим входные ток и напряжение через выходные ток и напряжение и параметры эквивалентной схемы. В соответствии с условиями первого закона Кирхгофа для узла эквивалентной схемы:

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_2 + \dot{U}Y_a,$$

где  $\dot{U}$  — напряжение между внутренними узлами эквивалентной схемы; это напряжение можно выразить через выходные напряжение и ток:  $\dot{U} = \dot{U}_2 + \dot{I}_2 Z_2$ , на основании чего

$$\dot{I}_1 = Y_a \dot{U}_2 + (1 + Y_a Z_2) \dot{I}_2. \quad (5-49)$$

Входное напряжение  $\dot{U}_1$  на основании второго закона Кирхгофа может быть выражено через частичные напряжения эквивалентной схемы:

$$\dot{U}_1 = \dot{I}_1 Z_1 + \dot{I}_2 Z_2 + \dot{U}_2;$$

подставив значение  $I_1$ , на основании (5-49) получим:

$$\dot{U}_1 = (1 + Y_a Z_1) \dot{U}_2 + (Z_1 + Z_2 + Z_1 Z_2 Y_a) \dot{I}_2. \quad (5-50)$$

Для того чтобы уравнения (5-49) и (5-50) были справедливы для четырехполюсника, коэффициенты при выходных напряжениях и токе должны быть равны соответствующим коэффициентам в (5-38) и (5-39). Таким образом, на основании сопоставления уравнений находим:

$$\begin{aligned} A &= 1 + Z_1 Y_a; & B &= Z_1 + Z_2 + Z_1 Z_2 Y_a; \\ C &= Y_a; & D &= 1 + Z_2 Y_a. \end{aligned} \quad (5-51)$$

Обратная задача — определение коэффициентов четырехполюсника через параметры эквивалентной схемы — легко решается чисто алгебраическим путем:

$$Y_a = C; \quad Z_1 = (A - 1)/C; \quad Z_2 = (D - 1)/C. \quad (5-52)$$

Параметры П-образной схемы замещения можно определить на основании параметров Т-образной схемы, так как эти две схемы связаны между собой простыми соотношениями эквивалентных звезды и треугольника (см. § 2-3), выраженными в комплексной форме.

Для определения экспериментальным путем коэффициентов четырехполюсника или параметров его эквивалентной схемы в случае несимметричного четырехполюсника необходимы три опыта: опыты холостого хода и короткого замыкания со стороны входных зажимов и опыт холостого хода или короткого замыкания со стороны выходных зажимов (четвертый опыт может послужить контрольным).

На основании измерений, по показаниям вольтметра, амперметра и ваттметра определяются составляющие комплекса сопротивления четырехполюсника со стороны входных зажимов опыта. Например, при холостом ходе:

активное сопротивление холостого хода

$$r_{10} = P_{10}/I_{10}^2;$$

модуль полного сопротивления

$$z_{10} = U_{10}/I_{10};$$

реактивное сопротивление

$$x_{10} = \sqrt{z_{10}^2 - r_{10}^2}.$$

На основании этого определяется комплекс полного сопротивления холостого хода со стороны входных зажимов:

$$Z_{10} = r_{10} \pm jx_{10}.$$

Подобным же образом из опыта короткого замыкания по показаниям приборов определяется:

$$Z_{1K} = r_{1K} \pm jx_{1K}$$

и из опыта холостого хода со стороны выходных зажимов

$$Z_{20} = r_{20} \pm jx_{20}.$$

С другой стороны, при опыте холостого хода со стороны входных зажимов

$$\dot{U}_{10}/\dot{I}_{10} = A/C;$$

при опыте короткого замыкания

$$\dot{U}_{1K}/\dot{I}_{1K} = B/D$$

и при опыте холостого хода со стороны выходных зажимов

$$\frac{\dot{U}_{20}}{\dot{I}_{20}} = \frac{D}{C}.$$

Таким образом, для определения коэффициентов четырехполюсника мы располагаем всего четырьмя уравнениями:

$$Z_{10} = \frac{A}{C}; \quad (5-53)$$

$$Z_{1K} = \frac{B}{D}; \quad (5-54)$$

$$Z_{20} = \frac{D}{C}; \quad (5-55)$$

и

$$AD - BC = 1. \quad (5-56)$$

Разделим (5-54) на (5-53):

$$BC = AD \frac{Z_{1K}}{Z_{10}}$$

и после подстановки в (5-56) получим:

$$AD = \frac{Z_{10}}{Z_{10} - Z_{1K}}.$$

Затем разделим (5-53) на (5-55):

$$\frac{A}{D} = \frac{Z_{10}}{Z_{20}}.$$

На основании двух последних уравнений находим:

$$A = \frac{Z_{10}}{\sqrt{(Z_{10} - Z_{1K}) Z_{20}}}.$$

Знаменатель дроби обозначим  $Z = \sqrt{(Z_{10} - Z_{1K}) Z_{20}}$  и, используя вышеприведенные соотношения, определим остальные три коэффициента:

$$D = \frac{Z_{20}}{Z}; \quad B = \frac{Z_{20} Z_{1K}}{Z}; \quad C = \frac{1}{Z}.$$

В случае симметричного четырехполюсника  $A=D$ ,  $Z_{20}=Z_{10}$  и для определения коэффициентов достаточно двух опытов — холостого хода и короткого замыкания со стороны входных зажимов.

Если же определять непосредственно на основании результатов опытов параметры Т-образной эквивалентной схемы, то сопоставление условий этой схемы с результатами опытов для несимметричного четырехполюсника позволяет составить три уравнения:

$$Z_{10}=Z_1+Z_a; \quad (5-57)$$

$$Z_{1K}=Z_1+\frac{Z_2Z_a}{Z_2+Z_a}; \quad (5-58)$$

$$Z_{20}=Z_2+Z_a. \quad (5-59)$$

Решая эти уравнения совместно, получаем:

$$Z_1=Z_{10}-\sqrt{(Z_{10}-Z_{1K})Z_{20}};$$

$$Z_2=Z_{20}-\sqrt{(Z_{10}-Z_{1K})Z_{20}};$$

$$Z_a=1/Y_a=\sqrt{(Z_{10}-Z_{1K})Z_{20}}.$$

В случае симметричного четырехполюсника

$$\begin{aligned} Z_a &= \sqrt{(Z_{10}-Z_{1K})Z_{10}}; \\ Z_1 &= Z_2 = Z_{10} - \sqrt{(Z_{10}-Z_{1K})Z_{10}}. \end{aligned} \quad (5-60)$$

## Г л а в а ш е с т а я

### ТРЕХФАЗНАЯ СИСТЕМА

#### 6-1. ТРЕХПРОВОДНАЯ СИСТЕМА

Условия передачи энергии существенно улучшаются при использовании принципа объединения проводами линии передачи нескольких независимых цепей, питаемых отдельными источниками электроэнергии. В простейшем своем виде этот принцип применен в трехпроводной системе постоянного тока.

Условия безопасности ограничивают величину допустимого напряжения у потребителя. В частности, в осветительных установках постоянного тока по соображениям техники безопасности предельным у потребителя является напряжение 220 В. При таком напряжении можно экономично передавать электроэнергию на расстояние не более 0,5 км. Чтобы примерно удвоить расстояние экономичной передачи путем повышения напряжения между проводами линии при том же напряжении у потребителя, была предложена трехпроводная система. Принцип построения такой системы поясним на следующем примере. Представим себе два генератора постоянного тока, питающих независимо две группы потребителей, поддерживая у последних напряжение 220 В (рис. 6-1, а). Соединим минус — зажим первого генератора с плюсом — зажимом второго генератора и заземлим

созданный таким путем общий узел двух цепей. Соединение этих цепей в одной точке не изменит их распределения токов, но благодаря заземлению общего узла напряжение в любой точке системы по отношению к земле не может превысить напряжения одного генератора.

В трехпроводной системе (рис. 6-1, б) два провода линии объединяются в один общий, только у потребителей этот общий провод разделяется. В общем проводе направления токов двух генераторов противоположны. Следовательно, здесь создается результирующий ток, равный разности токов двух нагрузочных цепей:

$$I_0 = I_1 - I_2,$$

а если эти цепи нагружены одинаково, то ток в общем проводе равен нулю. По этой причине общий провод называется **н у л е в ы м**,

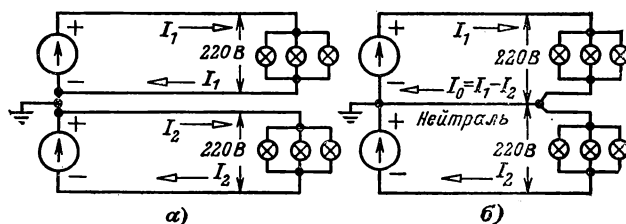


Рис. 6-1. Две цепи постоянного тока с общим заземлением и трехпроводная система постоянного тока.

или **н е й т р а л ь ю**, а два остальных провода именуются **л и н е й н ы м и**. Так как нейтраль рассчитывается только на разность токов нагрузки, то ее сечение  $S_0$  можно существенно уменьшить по сравнению с сечением  $S$  линейных проводов. Обычно  $S_0 = S/2$ . Следовательно, расход меди при трехпроводной системе передачи уменьшается по сравнению с двухпроводной передачей в  $4/2,5 = 1,6$  раза.

Отметим, что по условиям безопасности в трехпроводной системе необходимо заземление нулевого провода, т. е. надежное соединение его с землей через специальный заземлитель, закопанный в землю ниже уровня грунтовых вод. Без такого заземления один из линейных проводов может оказаться по отношению к земле под двойным напряжением установки (440 В) в случае соединения другого линейного провода с землей.

В настоящее время трехпроводная система применяется в установках высокого постоянного напряжения для сверхдальних (более 500 км) передач электроэнергии.

## 6-2. МНОГОФАЗНЫЕ И ТРЕХФАЗНАЯ СИСТЕМЫ

Объединение нескольких цепей с независимыми источниками электроэнергии проводами линии передачи широко используется при переменном токе. Объединяемые цепи переменного тока принято называть **ф а з а м и**, а всю объединенную систему цепей — **м н о г о-**

ф а з н о й с и с т е м о й. Таким образом, в электротехнике термин «фаза» применяется в двух различных смыслах: во-первых, это относительный момент периодического процесса, а во-вторых, — наименование составной части многофазной системы цепей переменного тока.

При постоянном токе в трехпроводную систему можно было объединить только две цепи. Сила тока в их общем нулевом проводе равнялась нулю благодаря тому, что токи объединенных цепей в этом проводе имели противоположное направление.

В общем проводе многофазной системы переменных токов должна быть равна нулю алгебраическая сумма мгновенных значений токов. Это условие выполняется, если сумма векторов фазных токов образует замкнутый многоугольник. Например, замкнутый равносторонний треугольник образует векторы трех переменных токов, сдвинутых по фазе по отношению друг к другу на одну треть периода, чему соответствует угол  $120^\circ$  (дуга  $2\pi/3$ ) между векторами токов (рис. 6-2).

Нетрудно составить большое число многофазных систем, удовлетворяющих этому требованию: например трехфазная, четырехфазная, шестифазная, двенадцатифазная и т. д. (кроме двухфазной).

Однако объединение большого числа цепей делает систему невыгодной из-за увеличения числа изоляторов, опор и прочего установочного материала. По этой причине широкое распространение получила лишь относительно простая трехфазная система. Эта система была изобретена и разработана во всех деталях, включая трехфазные трансформатор и асинхронный двигатель, выдающимся русским инженером М. О. Доливо-Добровольским в 1891 г.; в настоящее время передача и распределение энергии в подавляющем большинстве случаев осуществляются посредством трехфазной системы, обычно называемой т р е х ф а з н ы м т о к о м, хотя систему образуют три тока. Очень важным преимуществом трехфазной системы явилась также исключительная простота и дешевизна трехфазных двигателей. Помимо трехфазной системы, практическое значение имеет шестифазная система, применяемая для питания ртутных выпрямителей, и двухфазная система, применяемая в некоторых устройствах автоматики.

Источником энергии для трехфазной системы служит трехфазный генератор. Он отличается от однофазного генератора переменного тока (см. рис. 5-6) тем, что в пазах его статора размещены не одна, а три электрически изолированные друг от друга обмотки — ф а з н ы е о б м о т к и генератора. Если ротор генератора двухполюсный, то фазные его обмотки сдвинуты одна по отношению к другой на одну треть окружности статора (рис. 6-3). Если же ротор многополюсный, то каждой паре его полюсов соответствуют на статоре три катушки трехфазных обмоток. Размещенные вдоль окружности ротора

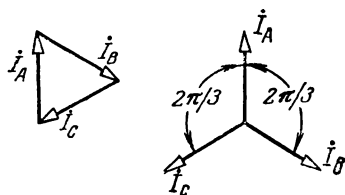


Рис. 6-2. Векторы токов симметричной трехфазной системы.

отдельные катушки каждой фазной обмотки соединяются между собой последовательно или параллельно.

При вращении ротора в фазных обмотках статора индуцируются переменные э. д. с. Благодаря симметрии устройства генератора максимальные  $E_m$  и действующие фазные  $E_\phi$  значения этих э. д. с. во всех фазах одинаковы, но так как магнитное поле вращающегося ротора пересекает фазные обмотки не одновременно, то э. д. с. обмоток сдвинуты по фазе по отношению друг к другу на одну треть периода, чему соответствует дуга  $2\pi/3$ .

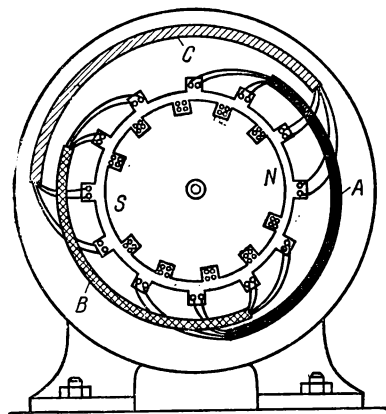


Рис. 6-3. Фазные обмотки статора трехфазного генератора.

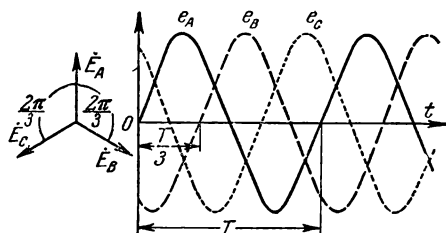


Рис. 6-4. Векторы фазных э. д. с. трехфазной системы и кривые мгновенных значений этих э. д. с.

Отдельные фазы трехфазной системы принято обозначать первыми буквами латинского алфавита  $A, B, C$  или  $a, b, c$ , причем э. д. с. последующей фазы отстает на треть периода от э. д. с. предыдущей фазы.

Таким образом, мгновенные значения э. д. с. трех обмоток генератора

$$\left. \begin{aligned} e_A &= E_m \sin \omega t; \\ e_B &= E_m \sin (\omega t - 2\pi/3); \\ e_C &= E_m \sin (\omega t - 4\pi/3). \end{aligned} \right\} \quad (6-1)$$

На рис. 6-4 показаны кривые мгновенных значений этих э. д. с. и три вектора их действующих значений. Сумма этих трех векторов изображается замкнутым треугольником, следовательно,  $\vec{E}_A + \vec{E}_B + \vec{E}_C = 0$ , в соответствии с чем равняется нулю и алгебраическая сумма мгновенных значений э. д. с. генератора:  $e_A + e_B + e_C = 0$ .

Трехфазная система, в которой условия во всех фазах одинаковы, называется с и м м е т р и ч н о й.

В символической форме три вектора э. д. с. трехфазной симметричной системы можно выразить через одинаковое для всех трех фаз значение фазной э. д. с.  $E_\phi$  и соответствующий комплексный множитель; при этом вектор э. д. с. фазы  $A$  считаем направленным по действительной оси.



Таким образом,

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_A &= E_\Phi; \\ \dot{E}_B &= E_\Phi e^{-j\frac{2\pi}{3}} = E_\Phi \left( -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \right); \\ \dot{E}_C &= E_\Phi e^{j\frac{2\pi}{3}} = E_\Phi \left( -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \right). \end{aligned} \right\} \quad (6-2)$$

Комплексная величина  $e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$  называется фазным множителем трехфазной системы и обозначается буквой  $a$ . Умножение на  $a$  соответствует повороту вектора на  $2\pi/3$  в положительную сторону, т. е. против часовой стрелки. Таким образом,

$$\dot{E}_A = E_\Phi; \quad \dot{E}_B = E_\Phi a^2; \quad \dot{E}_C = E_\Phi a \dots \quad (6-3)$$

Последовательность в обозначении фаз системы  $A, B, C$  не может быть случайной, так как она определяется последовательностью изменений фазных э. д. с. Например, э. д. с. фазы  $A$  достигает своего максимального значения на одну треть периода раньше, чем э. д. с. фазы  $B$ . От последовательности фаз системы зависит направление вращения трехфазных двигателей.

Чтобы образовать систему, необходимо определенным образом объединить ее цепи. Два основных способа соединения трехфазной системы — это соединения по схемам звезды и треугольника.

### 6-3. СОЕДИНЕНИЕ ПО СХЕМЕ ЗВЕЗДЫ

Фазные обмотки трехфазного генератора можно соединить с тремя приемниками электроэнергии шестью проводами (рис. 6-5). Таким путем создаются три независимые фазные цепи. Необъединенная трехфазная система практически не применяется, но она нам важна для уяснения соотношений при объединении фазных цепей. Обратим внимание на стрелки, указывающие положительные направления фазных э. д. с. и создаваемых ими фазных токов. Эти положительные направления определяют «начала» ( $A, B, C$ ) и «концы» ( $X, Y, Z$ ) обмоток генератора.

Через «начало» положительно направленный ток выходит из обмотки, а через «конец» этот ток входит в обмотку.

При соединении по схеме звезды все концы трехфазных обмоток генератора соединяются в общий узел  $O$  (рис. 6-6); такой же узел  $O'$

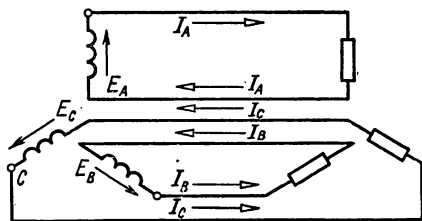


Рис. 6-5. Необъединенная трехфазная система.

образует соединение трех фаз нагрузки, а три обратных провода фаз системы объединяются в один общий провод. Воспользовавшись принципом наложения, легко можно убедиться, что контуры, по которым замыкаются фазные токи, при объединении системы не изменятся. Следовательно, по объединенному общему обратному проводу будет проходить ток, равный алгебраической сумме токов трех фаз системы:

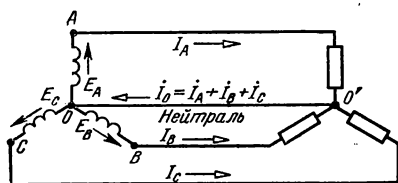


Рис. 6-6. Трехфазная система, соединенная по схеме звезды.

$$i_0 = i_A + i_B + i_C. \quad (6-4)$$

Если все фазы системы нагружены одинаково, то

$$i_A = I_m \sin \omega t; i_B = I_m \sin (\omega t - 2\pi/3); i_C = I_m \sin (\omega t - 4\pi/3)$$

и, следовательно,

$$\begin{aligned} i_0 &= I_m [\sin \omega t + \sin (\omega t - 2\pi/3) + \sin (\omega t - 4\pi/3)] = \\ &= I_m \left( \sin \omega t - \frac{1}{2} \sin \omega t - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \omega t - \frac{1}{2} \sin \omega t + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \omega t \right) = 0, \end{aligned}$$

т. е. ток в общем проводе будет равен нулю, поэтому общий провод называется нулевым или нейтральным проводом. Остальные провода, соединяющие обмотки генератора с приемником, называются линейными. Узел, который образуют обмотки фаз генератора или фазы нагрузки, называется нулевой точкой или нейтралью.

Одинаковая нагрузка всех трех фаз называется симметричной или равномерной. Это — нагрузка, при которой сила тока во всех фазах одинакова и одинаковы сдвиги фаз между э. д. с. и токами.

Для заведомо симметричной нагрузки нулевой провод не нужен и не прокладывается. Примером такой нагрузки является трехфазный двигатель, соединенный по схеме звезды.

В трехфазной системе напряжения на зажимах обмоток отдельных фаз генератора или нагрузки называются фазными.

Фазными токами называются токи в обмотках генератора или в фазах нагрузки.

Напряжения между линейными проводами называются линейными или междуфазными, также линейными называются токи в линейных проводах.

При соединении звездой линейные токи равны фазным:

$$I_L = I_\phi.$$

Линейные напряжения при соединении звездой являются векторной разностью соответствующих фазных напряжений, так как

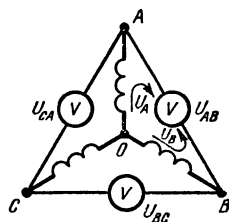


Рис. 6-7. Линейное напряжение как векторная разность фазных напряжений.

по отношению к элементу, включенному между линейными проводниками, они имеют противоположные направления (рис. 6-7). Следовательно, линейные напряжения

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{AB} &= \dot{U}_A - \dot{U}_B; \\ \dot{U}_{BC} &= \dot{U}_B - \dot{U}_C; \\ \dot{U}_{CA} &= \dot{U}_C - \dot{U}_A. \end{aligned} \right\} \quad (6-5)$$

Соответствующая векторная диаграмма фазных и линейных напряжений соединения звездой дана на рис. 6-8. За основу диаграммы взяты три вектора фазных напряжений  $\dot{U}_A$ ,  $\dot{U}_B$ ,  $\dot{U}_C$ , углы между которыми равны  $120^\circ$ . По отношению к каждому из этих напряжений вектор соответствующего фазного тока построен сдвинутым на угол  $\varphi$ . Величина угла  $\varphi$  зависит от характера нагрузки фазы и определяется

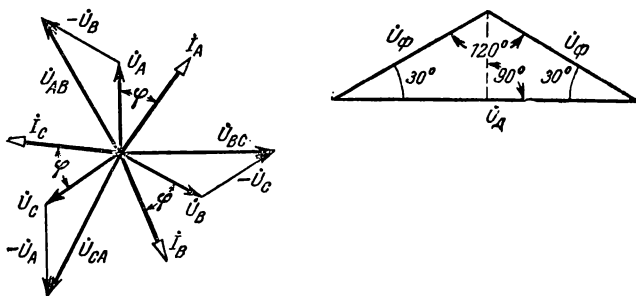


Рис. 6-8. Векторная диаграмма для трехфазной системы, соединенной по схеме звезды.

по законам цепи переменного тока:  $\varphi = \arctg(x/r)$ . Чтобы построить вектор линейного напряжения  $\dot{U}_{AB}$ , нужно из вектора  $\dot{U}_A$  вычесть вектор  $\dot{U}_B$ , т. е. прибавить к  $\dot{U}_A$  вектор  $(-\dot{U}_B)$ , равный вектору  $\dot{U}_B$ , но противоположный ему по направлению. Таким же способом строятся и остальные два вектора линейных напряжений.

Трехфазная система в большинстве случаев симметрична, и векторы фазных и линейного напряжений образуют три равнобедренных треугольника (рис. 6-8) с острыми углами  $30^\circ$ . Опустим перпендикуляр из вершины тупого угла одного из этих треугольников на противоположающую сторону, найдем, что  $U_{\text{л}}/2 = U_{\text{ф}} \cos 30^\circ$  и, следовательно,  $U_{\text{л}} = \sqrt{3}U_{\text{ф}}$ .

Таким образом, в трехфазной системе, соединенной по схеме звезды, линейные напряжения больше фазных в  $\sqrt{3}$  раз. Например, линейное напряжение 380 В, а фазное 220 В или линейное 220 В, а фазное 127 В. В смешанных осветительно-силовых нагрузках на зажимы трехфазных электродвигателей подается более высокое линейное напряжение (380 В), а на осветительные приборы более низкое фазное (220 В).

Каждый трехфазный двигатель равномерно нагружает все три фазы. Это дает возможность линии, питающие только электродвигатели, прокладывать трехпроводными. Но для осветительной нагрузки (рис. 6-9) нулевой провод необходим, так как нет оснований рассчитывать на полную симметрию распределения нагрузки между отдельными фазами. В нулевом проводе четырехпроводной осветительной магистрали воспрещается установка предохранителей или выключателей, так как при выключении нулевого провода фазные напряжения могут стать неравными. Это может вызвать недокал ламп в одних фазах (или фазе), а в других фазах (или фазе) — перекал и быстрое перегорание ламп.

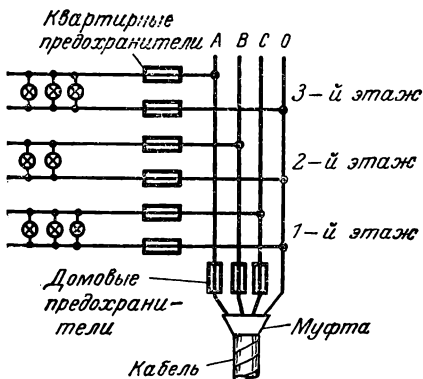


Рис. 6-9. Осветительная нагрузка, соединенная по схеме звезды с нулевым проводом.

#### 6-4. СОЕДИНЕНИЕ ПО СХЕМЕ ТРЕУГОЛЬНИКА

В трехфазной системе, объединенной по схеме треугольника (условное обозначение  $\Delta$ ), нулевой провод отсутствует, он не нужен.

Чтобы наглядно показать условия, возникающие при таком объединении, изобразим сначала необъединенную систему (рис. 6-10, а), в которой генератор соединен шестью проводами с нагрузкой.

Фазные обмотки генератора соединяются в треугольник так (рис. 6-10, б), чтобы конец первой фазной обмотки  $X$  соединялся с началом  $B$  второй фазной обмотки, а конец  $Y$  с началом третьей обмотки  $C$  и конец ее  $Z$  с началом  $A$  первой обмотки. При таком соединении фазные э. д. с. направлены одинаково и, следовательно, внутри треугольника генератора действует их алгебраическая сумма. При постоянном токе такое последовательное соединение источников электроэнергии в замкнутом контуре вызвало бы большой ток короткого замыкания. Но в трехфазной системе в любой момент  $e_A + e_B + e_C = 0$ , благодаря чему никакого внутреннего уравнительного тока в треугольнике, образуемом обмотками генератора, не возникнет.

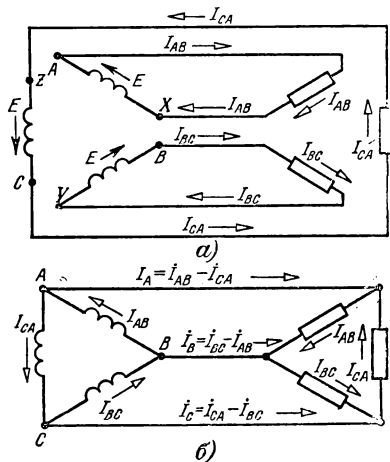


Рис. 6-10. Трехфазная система.

а — необъединенная; б — объединенная по схеме треугольника.

кает<sup>1</sup>. В то же время каждая э. д. с. может создавать ток в соответствующей внешней цепи — в своей фазе. Фазные токи при объединении системы сохраняют свои контуры, так как не изменяются фазные напряжения на зажимах приемника. Таким образом, в каждом из объединенных проводов системы будут проходить два тока, положительные направления которых противоположны. Следовательно, токи в линейных проводах будут равны векторной разности соответствующих фазных токов:

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_A &= \dot{I}_{AB} - \dot{I}_{CA}; & \dot{I}_B &= \dot{I}_{BC} - \dot{I}_{AB}; \\ \dot{I}_C &= \dot{I}_{CA} - \dot{I}_{BC}. \end{aligned} \right\} \quad (6-6)$$

Для построения векторной диаграммы в качестве исходных возьмем три вектора линейных напряжений  $\dot{U}_{AB}$ ,  $\dot{U}_{BC}$ ,  $\dot{U}_{CA}$ ; при соединении треугольником они являются вместе с тем фазными напряжениями. Углы между ними равны  $120^\circ$ . По отношению к этим напряжениям соответствующие векторы фазных токов генератора  $\dot{I}_{AB}$ ,  $\dot{I}_{BC}$  и  $\dot{I}_{CA}$  сдвинуты по фазе на углы  $\varphi$ , величина которых зависит от характера фазной нагрузки.

Чтобы построить вектор линейного тока  $\dot{I}_A$  на основании соотношений (6-6), нужно к вектору фазного тока  $\dot{I}_{AB}$  прибавить вектор  $(-\dot{I}_{CA})$ , т. е. вектор, равный по длине  $\dot{I}_{CA}$ , но прямо противоположный ему по направлению (рис. 6-11). Так же строятся и остальные векторы линейных токов.

Если нагрузка симметрична, то по величине  $\dot{I}_{AB} = \dot{I}_{BC} = \dot{I}_{CA} = I_\phi$  и также  $I_A = I_B = I_C = I_L$ .

В этом случае векторы фазных и линейных токов системы образуют три равнобедренных треугольника с острыми углами по  $30^\circ$ . В одном из этих треугольников опустим перпендикуляр из вершины тупого угла на противолежащую сторону (рис. 6-11); найдем, что  $I_L/2 = I_\phi \cos 30^\circ$  и, следовательно,  $I_L = \sqrt{3} I_\phi$ .

Таким образом, при симметричной нагрузке системы, соединенной по схеме треугольника, линейные токи больше фазных в  $\sqrt{3}$  раз, а фазные напряжения являются вместе с тем линейными.

Как показывает векторная диаграмма, линейные токи сдвинуты по фазе по отношению к участвующим в их образовании линейным напряжениям на  $30^\circ + \varphi$  и  $150^\circ + \varphi$ . Следовательно, и при отсутствии сдвига фаз ( $\varphi = 0$ ) в нагрузке между линейным током и линей-

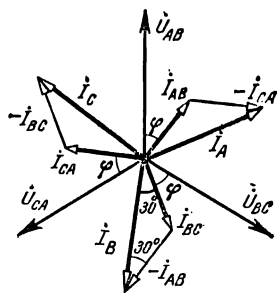


Рис. 6-11. Векторная диаграмма для трехфазной системы, соединенной по схеме треугольника.

<sup>1</sup> Однако при отступлении кривых э. д. с. от синусоидальной формы алгебраическая сумма э. д. с. обмоток генератора не будет равна нулю, вследствие чего возникнет внутренний уравнивающий ток. Это одна из причин, чтобы не соединять обмотки генераторов по схеме треугольника.

ным напряжением будет существовать сдвиг по фазе на  $30^\circ$  или на  $150^\circ$ . Если вернуться к соединению звездой (рис. 6-7), то можно убедиться, что в ней имеют место такие же сдвиги фаз между линейными напряжениями и токами.

Относительным преимуществом соединения треугольником является взаимная независимость фазных токов при отсутствии четвертого провода. На рис. 6-12 показана схема осветительной установки, соединенной по схеме треугольника. Если при таком соединении перегорит один из предохранителей на магистрали (например, в линии  $B$ ), то две фазы нагрузки ( $AB$  и  $BC$ ) окажутся соединенными последовательно и, при одинаковой нагрузке, на их лампах напряжение будет равно только половине линейного напряжения, а в третьей фазе ( $CA$ ) сохранятся нормальные условия — на лампах будет поддерживаться линейное напряжение.

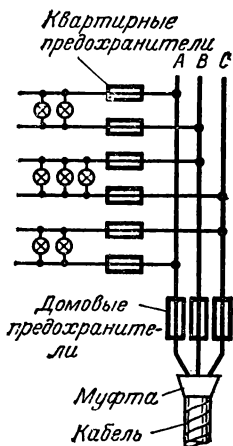


Рис. 6-12. Осветительная нагрузка, соединенная по схеме треугольника.

#### 6-5. АКТИВНАЯ, РЕАКТИВНАЯ И ПОЛНАЯ МОЩНОСТИ ТРЕХФАЗНОЙ СИММЕТРИЧНОЙ СИСТЕМЫ

Активной мощностью (чаще просто мощностью) трехфазной системы мы называем сумму активных мощностей ее отдельных фаз:

$$P = P_A + P_B + P_C.$$

В симметричной системе фазные мощности равны между собой и в этом случае  $P = 3P_\phi$ , а для каждой из фаз справедливо общее выражение мощности переменного тока

$$P_\phi = U_\phi I_\phi \cos \varphi,$$

где  $\varphi$  — угол сдвига фаз между фазными напряжением и током.

При соединении звездой  $U_\phi = U_{\text{л}} : \sqrt{3}$ ;  $I_\phi = I_{\text{л}}$ , а при соединении треугольником  $U_\phi = U_{\text{л}}$ ;  $I_\phi = I_{\text{л}} : \sqrt{3}$ . В обоих случаях, заменяя фазные величины линейными, мы получаем одно и то же выражение для мощности трехфазной системы:

$$P = 3U_\phi I_\phi \cos \varphi = \sqrt{3} U_{\text{л}} I_{\text{л}} \cos \varphi. \quad (6-7)$$

Это выражение справедливо лишь для симметричной системы, но в промышленных установках в большинстве случаев нагрузка симметрична или почти симметрична и для расчетов можно руководствоваться вышеприведенной формулой мощности.

Реактивная мощность создается колебаниями энергии электромагнитных полей цепи. Если эти колебания во всех фазах трехфазной системы протекают одинаково, то реактивной мощностью трехфазной системы мы можем считать сумму

трех фазных реактивных мощностей, одинаковых по величине, т. е.

$$Q = 3Q_{\phi} = 3U_{\phi}I_{\phi} \sin \varphi,$$

или, заменив фазные величины через линейные, получим:

$$Q = \sqrt{3} U_{\text{л}} I_{\text{л}} \sin \varphi. \quad (6-8)$$

**П о л н а я   м о щ н о с т ь   т р е х ф а з н о й   с и с т е м ы**

$$S = \sqrt{3} U_{\text{л}} I_{\text{л}}. \quad (6-9)$$

#### 6-6. СОПОСТАВЛЕНИЕ УСЛОВИЙ ПРИ СОЕДИНЕНИИ ПО СХЕМАМ ЗВЕЗДЫ И ТРЕУГОЛЬНИКА

Схема соединения трехфазной нагрузки не зависит от схемы соединения трехфазного генератора. Возможность переключения фаз приемника с соединением звездой на соединение треугольником часто используется для регулирования силы тока и мощности, например для уменьшения пусковых токов трехфазных двигателей, для изменения температуры трехфазных электрических печей и т. д.

Рассмотрим, как изменяются токи симметричной нагрузки, имеющей постоянное фазное сопротивление  $z_{\phi}$ , при переключении со звезды на треугольник. Такое переключение осуществляется посредством простого трехполюсного переключателя (рис. 6-13).

При соединении звездой фазный ток  $I_{\phi\Upsilon}$  равен линейному; на основании закона Ома

$$I_{\phi\Upsilon} = U_{\phi\Upsilon} / z_{\phi} = I_{\text{л}\Upsilon}.$$

Так как при соединении звездой  $U_{\phi\Upsilon} = U_{\text{л}} / \sqrt{3}$ , то линейный ток при этом соединении  $I_{\text{л}\Upsilon} = U_{\text{л}} / \sqrt{3} z_{\phi}$ .

При соединении треугольником на основании закона Ома  $I_{\phi\Delta} = U_{\text{л}} / z_{\phi}$ , но линейный ток треугольника  $I_{\text{л}\Delta} = \sqrt{3} I_{\phi\Delta}$ , следовательно,

$$I_{\text{л}\Delta} = \sqrt{3} U_{\text{л}} / z_{\phi}.$$

Сопоставив выражения линейных токов звезды и треугольника, получим, что при одном и том же  $U_{\text{л}}$  и одинаковом сопротивлении  $z_{\phi}$

$$I_{\text{л}\Delta} = 3 I_{\text{л}\Upsilon},$$

а для фазных токов

$$I_{\phi\Delta} = \sqrt{3} I_{\phi\Upsilon}.$$

**Мощность трехфазной системы**

$$P = \sqrt{3} U_{\text{л}} I_{\text{л}} \cos \varphi.$$

В результате уменьшения линейного тока при переключении с треугольника на звезду эта мощность уменьшается в 3 раза.

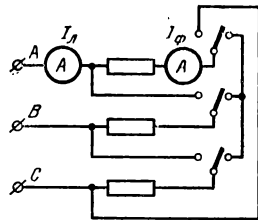


Рис. 6-13. Схема переключения со звезды на треугольник.

У наиболее распространенного трехфазного асинхронного двигателя пусковой ток больше его номинального рабочего тока примерно в 6 раз. Если нормально двигатель должен работать при соединении обмоток треугольником, то на время пуска его обмотки можно соединить звездой. Это уменьшит пусковой ток в 3 раза, т. е. он будет больше номинального рабочего тока двигателя только в 2 раза.

Сравним условия для этих двух способов соединения в случае, когда одну и ту же фазную мощность  $P_{\phi} = U_{\phi} I_{\phi} \cos \varphi$  нужно получить при одном и том же линейном напряжении. При соединении звездой фазное напряжение будет в  $\sqrt{3}$  раз меньше, чем при соединении треугольником; следовательно, чтобы получить ту же мощность при соединении звездой, сила тока должна быть в  $\sqrt{3}$  раз больше.

Выразим мощность через фазное активное сопротивление:

$$P_{\phi} = I_{\phi}^2 r_{\phi}.$$

Так как при обоих способах соединения мы должны получить одну и ту же мощность, то

$$I_{\phi\gamma}^2 r_{\phi\gamma} = I_{\phi\Delta}^2 r_{\phi\Delta},$$

а так как  $I_{\phi\gamma} = \sqrt{3} I_{\phi\Delta}$ , то  $r_{\phi\gamma} = r_{\phi\Delta} : 3$ .

Предположим, что  $r_{\phi}$  — активное сопротивление провода, из которого намотаны катушки приемника электроэнергии. При соединении звездой сечение провода должно быть примерно в  $\sqrt{3}$  раз больше, чтобы пропускать большую в  $\sqrt{3}$  раз силу тока, а длина провода  $l$  должна быть в  $\sqrt{3}$  раз меньше. Таким образом, общая масса провода, необходимая для катушек приемника при обоих способах соединения, будет одинакова. Но для звезды понадобится более толстый и короткий провод. Такой провод будет дешевле и механически прочнее. Кроме того, при соединении звездой изоляция фаз приемника должна быть рассчитана на напряжение, меньшее линейного в  $\sqrt{3}$  раз, а при треугольнике она должна быть рассчитана на линейное напряжение.

Следовательно, выгоднее рассчитывать трехфазное устройство на нормальную работу при соединении по схеме звезды. Однако во многих случаях по ряду специальных соображений все же применяется соединение треугольником.

## 6-7. ИЗМЕРЕНИЕ МОЩНОСТИ ТРЕХФАЗНОЙ СИСТЕМЫ

В случае симметричной трехфазной нагрузки мощности, потребляемые отдельными ее фазами, одинаковы, поэтому достаточно измерить мощность  $P_{\phi}$ , потребляемую одной фазой, и, чтобы определить мощность, потребляемую нагрузкой в целом, умножить результат измерения на три:  $P = 3P_{\phi}$ .

Простейшие условия для такого измерения имеются, когда нагрузка соединена звездой с доступной нулевой точкой. В таких условиях цепь тока ваттметра следует вклю-



читать последовательно с одной из фаз нагрузки (рис. 6-14), а цепь напряжения прибора — на напряжение той фазы, ток которой проходит через ваттметр.

Если нулевая точка нагрузки недоступна или нагрузка соединена треугольником, то применяется и с к у с т в е н н а я н у л е в а я т о ч к а. Это нулевая точка звезды, состоящей из сопротивления цепи напряжения ваттметра  $r_{вт.н}$  и двух других, равных ему добавочных сопротивлений  $r_B$  и  $r_C$  (рис. 6-15). При правильном соединении с искусственной нулевой точкой цепь напряжения ваттметра находится под фазным напряжением, и через его цепь тока проходит фазный ток. Следовательно, ваттметр измеряет фазную мощность  $P_\phi$ , и вся мощность трехфазной нагрузки опять определяется посредством умножения показания ваттметра на три. Обычно завод-изготовитель снабжает ваттметр искусственной нулевой точкой для измерения в трехфазных системах.

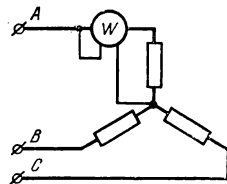


Рис. 6-14. Измерение мощности трехфазной симметричной нагрузки при соединении звездой с доступной нулевой точкой.

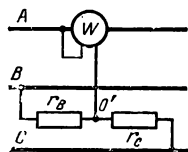


Рис. 6-15. Измерение мощности с помощью искусственной нулевой точки.

В трехфазных трехпроводных системах измерения мощности при несимметричной нагрузке в большинстве случаев выполняются по способу двух ваттметров. Своеобразная особенность этого способа заключается в том, что даже при симметричной нагрузке показания двух ваттметров в большинстве случаев не равны, а показания одного из ваттметров могут быть отрицательными. В этом случае мощность трехфазной системы равна алгебраической сумме показаний двух ваттметров.

Чтобы доказать справедливость этого способа измерения, обратимся к уравнению мгновенной мощности системы, выразив ее через мгновенные значения напряжений и токов. Мгновенная мощность любой фазы равна произведению мгновенных значений фазных напряжения и тока, а мгновенная мощность трехфазной системы равна сумме мгновенных фазных мощностей:

$$p = \sum p_\phi.$$

В частности, при соединении звездой

$$p = u_A i_A + u_B i_B + u_C i_C.$$

Но при соединении звездой без нулевого провода

$$i_A + i_B + i_C = 0$$

и, следовательно,

$$i_C = -(i_A + i_B);$$

подставив это значение  $i_C$  в уравнение мощности, получим:

$$p = (u_A - u_C) i_A + (u_B - u_C) i_B,$$

а так как разность фазных напряжений равняется соответствующему линейному выражению, то

$$u_A - u_C = u_{AC}, \quad u_B - u_C = u_{BC},$$

на основании чего

$$p = u_{AC}i_A + u_{BC}i_B. \quad (6-10)$$

Следовательно, мощность трехфазной системы может быть выражена как сумма двух произведений напряжений и токов, а эти два произведения могут измерить два ваттметра, включенных надлежащим образом. Соответствующая схема показана на рис. 6-16.

Нет нужды доказывать справедливость метода измерения для соединения треугольником, так как при определенных значениях линей-

ных напряжений и токов мощность не зависит от способа соединения нагрузки.

Отметим, что система линейных напряжений в нормальной последовательности обозначается  $u_{AB}$ ,  $u_{BC}$  и  $u_{CA}$ , а в уравнение (6-10) входит напряжение  $u_{AC}$ . Такая перестановка индексов означает, что по отношению к первому ваттметру нужно изменить фазу напряжения на  $180^\circ$ . Для этого достаточно соединить «начало» (зажим со

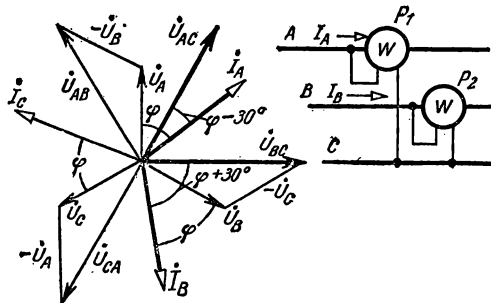


Рис. 6-16. Схема и векторная диаграмма способа двух ваттметров.

знаком звездочки) цепи напряжения первого ваттметра с проводом  $A$ , а «конец» этой цепи (зажим, у которого указано номинальное напряжение) с проводом  $C$ .

Распределение мощности трехфазной системы между показаниями двух ваттметров зависит главным образом от величины и знака сдвига фаз  $\varphi$ . Проследим эту зависимость в простейшем случае при симметричной нагрузке. Если вместо мгновенной мощности в уравнение (6-10) подставить активную (среднюю) мощность трехфазной системы, то необходимо заменить мгновенные значения напряжения и токов действующими и ввести в уравнение косинусы сдвигов фаз между соответствующими напряжениями и токами.

На рис. 6-16 построена векторная диаграмма трехфазной системы, на которой вектор  $\dot{U}_{AC}$  построен как равный по величине и противоположный по направлению вектору  $\dot{U}_{CA}$ . На основании этой диаграммы при симметричной нагрузке углы сдвига фаз между векторами  $\dot{U}_{AC}$  и  $\dot{I}_A$ , векторами  $\dot{U}_{BC}$  и  $\dot{I}_B$  будут соответственно  $\varphi - 30^\circ$  и  $\varphi + 30^\circ$ . При симметричной нагрузке линейные токи, так же как и линейные напряжения, равны между собой по величине:

$$U_{BC} = U_{AC} = U_{\text{л}}; \quad I_A = I_B = I_{\text{л}}.$$

Таким образом, показания двух ваттметров, определяющие мощность трехфазной системы, выразятся следующим образом:

$$P = U_{\text{л}} I_{\text{л}} \cos(30^\circ - \varphi) + U_{\text{л}} I_{\text{л}} \cos(30^\circ + \varphi).$$

Это выражение показывает, что при симметричной нагрузке показания ваттметров будут равны только при  $\varphi = 0$ . Если  $\varphi > 60^\circ$ , то стрелка второго ваттметра отклоняется за нуль шкалы, а чтобы отсчитать в таких условиях показание второго ваттметра, нужно переключить (т. е. поменять местами в схеме) зажимы цепи напряжения прибора. Часто для изменения на  $180^\circ$  фазы тока в цепи напряжения в корпус ваттметра встраивается специальный переключатель. Показания второго ваттметра после переключения следует считать отрицательными, и, чтобы определить мощность трехфазной установки, нужно эти показания вычесть из показаний первого ваттметра.

Для измерения мощности в трехфазных четырехпроводных системах простейшим является способ трех ваттметров. В каждый из линейных проводов включается цепь тока одного из ваттметров, а цепь напряжения каждого из ваттметров включается между соответствующим линейным проводом и нулевым проводом системы (рис. 6-17). При таком соединении каждый из ваттметров измеряет мощность одной фазы системы. Следовательно, активная мощность всей трехфазной системы будет равна простой сумме показаний трех ваттметров:

$$P = \sum P_{\text{из}}.$$

Ваттметры трехфазного тока, устанавливаемые на распределительных щитах, представляют собой два (для трехпроводной системы) или три (для четырехпроводной системы) измерительных механизма, связанных общей осью и таким путем воздействующих на общую стрелку. Эти измерительные механизмы включаются в трехфазную цепь соответственно способу двух (рис. 6-18) или трех ваттметров.

## 6-8. РАСЧЕТ ТРЕХФАЗНОЙ ЦЕПИ ПРИ СИММЕТРИЧНОЙ НАГРУЗКЕ

В большинстве случаев трехфазная нагрузка симметрична или близка к симметричной. При этом условии расчет токов и частичных напряжений трехфазной системы выполняется для одной фазы.

Рассмотрим условия при симметричной нагрузке, соединенной звездой (рис. 6-19, а), фазное сопротивление которой  $z_{\text{ф}}$ . Эта нагрузка

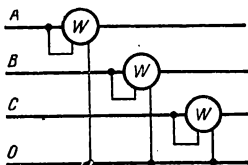


Рис. 6-17.

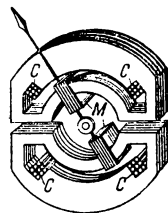


Рис. 6-18.

Рис. 6-17. Схема способа трех ваттметров.

Рис. 6-18. Измерительный механизм трехфазного ваттметра.

M — две подвижные катушки; C — две неподвижные катушки.

включена под линейное напряжение  $U_{\text{л}}$ . Фазный ток  $I_{\text{ф}}$  такой нагрузки равен линейному  $I_{\text{л}}$ .

На основании закона Ома этот ток

$$I_{\text{ф}} = I_{\text{л}} = U_{\text{ф}}/z_{\text{ф}} = U_{\text{л}}/\sqrt{3}z_{\text{ф}}.$$

Если же нагрузка соединена треугольником (рис. 6-19, б), то фазное напряжение равно линейному и, следовательно, фазный ток  $I_{\text{ф}} = U_{\text{л}}/z_{\text{ф}}$ , а линейный ток  $I_{\text{л}} = \sqrt{3}I_{\text{ф}} = \sqrt{3}U_{\text{л}}/z_{\text{ф}}$ .

В случае более сложного, но симметричного соединения приемников следует все это соединение заменить одной эквивалентной звездой, затем рассчитать общие линейные ток и фазные напряжения нагрузки, после чего легко определить фазные токи нагрузок.

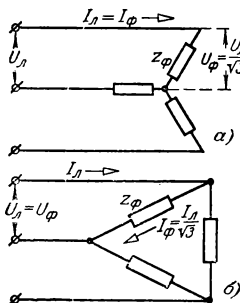


Рис. 6-19. Симметричная нагрузка, соединенная по схеме звезды и треугольника.

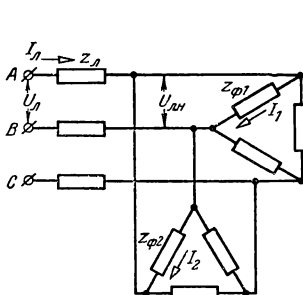


Рис. 6-20. Схема сложной симметричной нагрузки.

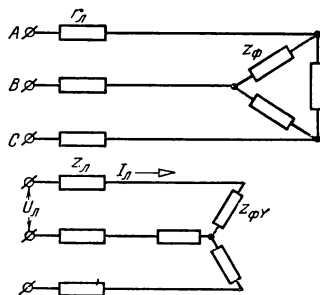


Рис. 6-21. Две схемы, эквивалентные схеме на рис. 6-20.

На рис. 6-20 две нагрузки  $Z_{\text{ф1}}$  и  $Z_{\text{ф2}}$ , соединенные треугольниками, включены последовательно с сопротивлениями  $z_{\text{л}}$ , изображающими трехпроводную линию передачи. Известны линейные напряжения в начале линии.

Сопротивления двух треугольников нагрузки соединены между собой параллельно, следовательно, их можно заменить одним эквивалентным треугольником (рис. 6-21), сопротивление фазы которого

$$Z_{\text{ф}} = Z_{\text{ф1}}Z_{\text{ф2}}/(Z_{\text{ф1}} + Z_{\text{ф2}}).$$

Этот расчет эквивалентного сопротивления, как и дальнейшие расчеты сопротивлений схемы, следует вести в комплексной форме ( $Z_{\text{ф1}} = r_{\text{ф1}} + jx_{\text{ф1}}$  и т. д.).

Общий эквивалентный треугольник нагрузки нужно заменить эквивалентной звездой, сопротивление фазы которой будет:

$$Z_{\text{фγ}} = Z_{\text{фΔ}}/3 = r_{\text{фΔ}}/3 \pm jx_{\text{фΔ}}/3.$$

Таким путем вся сложная схема преобразуется в одну звезду (рис. 6-21), сопротивление фазы которой будет:

$$Z_{\text{л}} + Z_{\text{фγ}} = Z_{\text{ф.об}} = r_{\text{ф.об}} \pm jx_{\text{ф.об}}$$

и

$$z_{\text{ф.об}} = \sqrt{r_{\text{ф.об}}^2 + x_{\text{ф.об}}^2}.$$

Дальнейший расчет можно вести, даже не пользуясь комплексным изображением напряжений и токов:

$$I_{\text{л}} = U_{\text{ф}} / z_{\text{ф.об}} = U_{\text{л}} / (\sqrt{3} z_{\text{ф.об}}).$$

Фазное напряжение эквивалентной звезды нагрузки  $U_{\text{ф}} = I_{\text{л}} z_{\text{ф}} \gamma$ , а ее линейное напряжение  $U_{\text{л.н}} = \sqrt{3} U_{\text{ф}} \gamma$ . Далее по закону Ома определяем токи в сопротивлениях двух треугольников нагрузки:

$$I_1 = U_{\text{л.н}} / z_{\text{ф1}}; \quad I_2 = U_{\text{л.н}} / z_{\text{ф2}}.$$

## 6-9. РАСЧЕТ ТРЕХФАЗНОЙ НЕСИММЕТРИЧНОЙ ЦЕПИ

Важнейшим случаем несимметричной нагрузки является соединение приемника по схеме звезды без нулевого провода или с нулевым проводом, сопротивление которого  $z_0$  необходимо учитывать при расчете (рис. 6-22). Если задано линейное напряжение  $U_{\text{л}}$  на зажимах нагрузки, то можно дополнить схему воображаемым трехфазным источником энергии, соединенным по схеме звезды. Таким образом, рассчитываемая схема имеет две нулевые точки генератора:  $O$  и нагрузки  $O'$ . Они являются двумя узлами схемы, поэтому для расчета ее целесообразно применить метод узлового напряжения (см. § 2-5), заменив в формулах проводимости постоянного тока  $g=1/r$  комплексными величинами — полными проводимостями переменного тока  $Y=1/Z$ , а постоянные э. д. с. и токи — комплексными выражениями соответствующих переменных напряжений и токов. Узловым напряжением в рассчитываемой трехфазной системе является напряжение  $U_0$  между нулевыми точками генератора ( $O$ ) и нагрузкой ( $O'$ ), часто называемое напряжением смещения нейтрали. На основании метода узлового напряжения оно может быть выражено через проводимости фаз нагрузки и нулевого провода следующим образом:

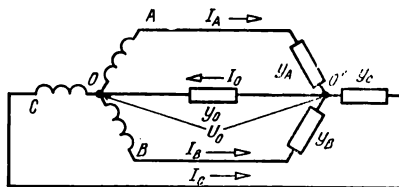


Рис. 6-22. Несимметричная нагрузка, соединенная по схеме звезды.

$$\dot{U}_0 = \frac{\dot{U}_A Y_A + \dot{U}_B Y_B + \dot{U}_C Y_C}{Y_A + Y_B + Y_C + Y_0}. \quad (6-11)$$

В этом выражении фазные напряжения  $\dot{U}_A$ ,  $\dot{U}_B$  и  $\dot{U}_C$  воображаемого генератора — комплексные величины, фазный угол между которыми равен  $120^\circ$ . В частности, если известно линейное напряжение  $U_{\text{л}}$ , то фазное напряжение генератора  $U_{\text{ф}} = U_{\text{л}} / \sqrt{3}$  (модуль), а в символической форме фазные напряжения генератора

$$\dot{U}_A = U_{\text{ф}}; \quad \dot{U}_B = U_{\text{ф}} a^2 = U_{\text{ф}} e^{-j \frac{2\pi}{3}} = U_{\text{ф}} \left( -\frac{1}{2} - j \frac{\sqrt{3}}{2} \right);$$

$$\dot{U}_C = U_{\text{ф}} a = U_{\text{ф}} e^{j \frac{2\pi}{3}} = U_{\text{ф}} \left( -\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \right).$$

Здесь в качестве основного принят вектор напряжения фазы  $A$  генератора. Этот вектор направлен по оси действительных величин.

Таким образом, узловое напряжение

$$\dot{U}_0 = U_\phi \frac{Y_A + a^2 Y_B + a Y_C}{Y_A + Y_B + Y_C + Y_0}. \quad (6-12)$$

Применяя затем формулы метода узлового напряжения, определяем фазные напряжения и токи нагрузки, а также ток нулевого провода.

Фазные напряжения нагрузки:

$$\dot{U}_{Aн} = \dot{U}_A - \dot{U}_0; \quad \dot{U}_{Bн} = \dot{U}_B - \dot{U}_0; \quad \dot{U}_{Cн} = \dot{U}_C - \dot{U}_0;$$

фазные токи:

$$\dot{I}_A = (\dot{U}_A - \dot{U}_0) Y_A; \quad \dot{I}_B = (\dot{U}_B - \dot{U}_0) Y_B; \quad \dot{I}_C = (\dot{U}_C - \dot{U}_0) Y_C$$

и ток нулевого провода:

$$\dot{I}_0 = -\dot{U}_0 Y_0.$$

Распределение напряжений между сопротивлениями несимметричной звезды наглядно иллюстрирует топографическая диаграмма цепи. Это векторная диаграмма напряжений, в которой определенным точкам цепи соответствуют определенные точки диаграммы, а напряжение между двумя точками цепи изображается вектором, соединяющим соответствующие точки диаграммы (рис. 6-23). Исходной точкой такой диаграммы служит нулевая точка — нейтраль генератора, из которой строятся три вектора фазных напряжений генератора  $\dot{U}_A$ ,  $\dot{U}_B$  и  $\dot{U}_C$ . Их концы определяют напряжения трех проводов линий  $A$ ,  $B$ ,  $C$  по отношению к нейтрали — комплексные потенциалы проводов. Прямые, соединяющие эти три точки диаграммы, изображают три вектора линейных напряжений генератора  $\dot{U}_{AB}$ ,  $\dot{U}_{BC}$  и  $\dot{U}_{CA}$ . Нейтраль  $O$  находится в центре треугольника линейных напряжений. Пока нулевые точки генератора и нагрузки соединены нулевым проводом, сопротивлением которого можно пренебречь, комплексные потенциалы этих двух точек остаются практически одинаковыми при любых условиях нагрузки, и на топографической диаграмме они совмещаются в точке  $O$ .

При симметричной нагрузке  $Y_A = Y_B = Y_C = Y_\phi$  нулевой провод можно удалить, и это не повлияет на фазные напряжения нагрузки.

В этих условиях напряжение смещения нейтрали

$$\dot{U}_0 = (\dot{U}_A + \dot{U}_B + \dot{U}_C) Y_\phi / 3Y_\phi = \dot{U}_\phi (1 + a^2 + a) / 3 = 0.$$

Но при отсутствии нулевого провода фазные напряжения нагрузки уже не связаны жестко с фазными напряжениями генератора, так как на нагрузку непосредственно воздействуют только линейные напряжения генератора. Несимметрия нагрузки в таких условиях вызывает несимметрию ее фазных напряжений и смещение ее нулевой точки  $O'$  из центра треугольника линейных напряжений (смещение нейтрали).

Рассмотрим простейший случай, когда нагрузка состоит из активных проводимостей и две из этих активных проводимостей одинаковы  $g_B = g = g_C$ , а третья активная проводимость  $g_A$  изменяется в пределах от 0 до  $\infty$ , т. е. режим фазы изменяется от холостого хода фазы до короткого замыкания (рис. 6-23). Обозначим отношение  $g_A/g = n$ ; тогда напряжение смещения нейтрали можно выразить следующим образом:

$$\dot{U}_0 = \dot{U}_A \frac{(n + a^2 + a)g}{(n + 2)g} = \dot{U}_A \frac{n - 1}{n + 2} \quad (6-13)$$

или

$$\dot{U}_0 = \dot{U}_A \frac{1 - 1/n}{1 + 2/n}. \quad (6-14)$$

При изменениях  $g_A$  в пределах от нуля до бесконечности множитель при  $\dot{U}_A$  остается действительной величиной. Следовательно, напряжение смещения нейтрали совпадает по фазе с  $\dot{U}_A$ . Но при  $n > 1$  вектор  $\dot{U}_0$  направлен так же, как  $\dot{U}_A$ , а при  $n < 1$  — в противоположную сторону (рис. 6-23). Геометрическое место точки  $O'$  в топографической диаграмме — перпендикуляр, опущенный из вершины  $A$  треугольника на противоположащую сторону. В частности, при холостом ходе фазы  $A$ , когда  $n = 0$ , согласно (6-14)

$$\dot{U}_0 = \dot{U}_A (-1/2).$$

В этих условиях фазные напряжения нагрузки

$$\begin{aligned} \dot{U}_{Aн} &= \dot{U}_A - \dot{U}_0 = U_\phi (1 + 1/2) = 1,5 U_\phi; \\ \dot{U}_{Bн} &= \dot{U}_B - \dot{U}_0 = U_\phi (a^2 + 1/2) = -j U_\phi / 2; \\ \dot{U}_{Cн} &= \dot{U}_C - \dot{U}_0 = U_\phi (a + 1/2) = j\sqrt{3} U_\phi / 2 = j U_\phi / 2. \end{aligned}$$

Но если сопротивления фаз различны по характеру, то направление смещения нейтрали зависит от последовательности фаз системы и это имеет большое практическое значение. В частности, если по модулю проводимости всех трех фаз равны, но фаза  $A$  обладает только индуктивной проводимостью —  $j b_L$ , а фазы  $B$  и  $C$  одинаковыми активными проводимостями, т. е. по модулю  $b_L = g_B = g_C = g$ , то в этом случае легко подсчитать по вышеприведенным формулам, что напряжение на фазе  $C$  будет выше напряжения на фазе  $B$  в 3,7 раза, хотя проводимости этих фаз одинаковы.

Нейтраль смещается далеко за пределы треугольника линейных напряжений в случае, если проводимости фаз звезды различны по характеру  $Y_A = j b$  (емкостная проводимость),  $Y_B = -j b$  (индуктивная

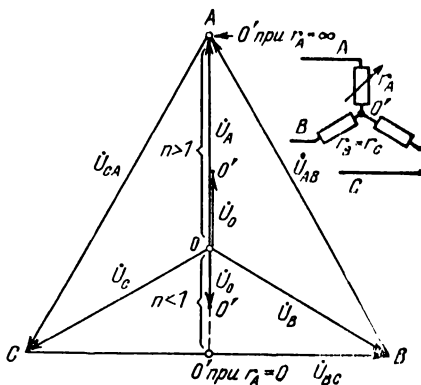


Рис. 6-23. Смещение нейтрали при изменении сопротивления одной фазы нагрузки.

проводимость) и  $Y_C = g$  (активная проводимость), причем по модулю все три проводимости между собою равны. В таких условиях

$$\dot{U}_0 = \dot{U}_A \frac{jb - ja^2b + ga}{jb - jb + g} = \dot{U}_A (-1,37 + j2,37); U_{Aн} = 3,34U_{\phi};$$

$$U_{Bн} = 3,34U_{\phi}; U_{Cн} = \sqrt{3}U_{\phi} = U_{л} \quad (\text{рис. 6-24}).$$

Расчет несимметричного треугольника (рис. 6-25) сводится к пофазному расчету токов на основании закона Ома для

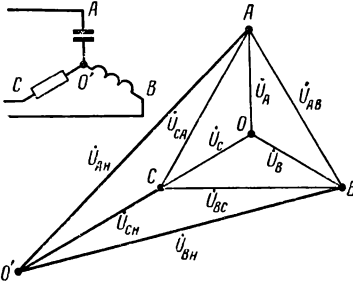


Рис. 6-24. Смещение нейтрали за пределы треугольника линейных напряжений вследствие явлений резонанса напряжений.

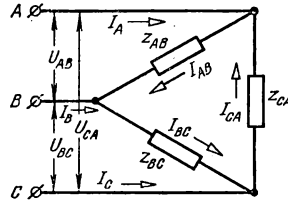


Рис. 6-25. Нагрузка, соединенная по схеме треугольника.

переменного тока:

$$\dot{I}_{AB} = \dot{U}_{AB}/Z_{AB}; \dot{I}_{BC} = \dot{U}_{BC}/Z_{BC}; \dot{I}_{CA} = \dot{U}_{CA}/Z_{CA},$$

а затем к определению линейных токов на основании первого закона Кирхгофа:

$$\dot{I}_A = \dot{I}_{AB} - \dot{I}_{CA}; \dot{I}_B = \dot{I}_{BC} - \dot{I}_{AB}; \dot{I}_C = \dot{I}_{CA} - \dot{I}_{BC}.$$

При расчетах более сложных несимметричных трехфазных схем последние путем преобразований заменяются эквивалентной звездой.

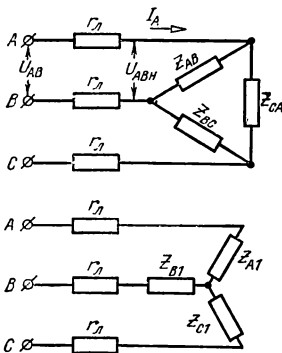


Рис. 6-26. Схема, эквивалентная линии передачи с несимметричной нагрузкой.

Эти преобразования производятся в такой же последовательности, как для симметричной нагрузки, но пофазно приходится вычислять эквивалентные сопротивления.

Например, при расчете схемы на рис. 6-26, изображающей линию передачи  $\Gamma_L$ , в конце которой присоединена несимметричная нагрузка, соединенная по схеме треугольника, необходимо заменить этот треугольник сопротивлений эквивалентной звездой. Для этого служат известные формулы эквивалентных звезды и треугольника (см. § 2-3):

$$Z_{A1} = \frac{Z_{AB}Z_{CA}}{Z_{AB} + Z_{BC} + Z_{CA}}; Z_{B1} = \frac{Z_{BC}Z_{AB}}{Z_{AB} + Z_{BC} + Z_{CA}};$$

$$Z_{C1} = \frac{Z_{CA}Z_{BC}}{Z_{AB} + Z_{BC} + Z_{CA}},$$



после чего схему можно рассматривать как несимметричную звезду с фазными сопротивлениями:

$$Z_A = r_{\text{л}} + Z_{A1}; \quad Z_B = r_{\text{л}} + Z_{B1}; \quad Z_C = r_{\text{л}} + Z_{C1}.$$

Затем следует определить, так как это было сделано выше, с помощью метода узлового напряжения  $\dot{U}_0$  и токи  $\dot{I}_A, \dot{I}_B, \dot{I}_C$ . Линейные напряжения на зажимах нагрузки

$$\begin{aligned} \dot{U}_{ABH} &= \dot{I}_A Z_{A1} - \dot{I}_B Z_{B1}; & \dot{U}_{BCH} &= \dot{I}_B Z_{B1} - \dot{I}_C Z_{C1}; \\ \dot{U}_{CAH} &= \dot{I}_C Z_{C1} - \dot{I}_A Z_{A1}, \end{aligned}$$

после чего можно рассчитать токи в фазах заданного треугольника:

$$\dot{I}_{AB} = \dot{U}_{ABH} / Z_{AB}; \quad \dot{I}_{BC} = \dot{U}_{BCH} / Z_{BC}; \quad \dot{I}_{CA} = \dot{U}_{CAH} / Z_{CA}.$$

#### 6-10. ПОТЕРЯ НАПРЯЖЕНИЯ В ТРЕХФАЗНОЙ ЛИНИИ

Так же как и в линии переменного тока, в трехфазной линии необходимо различать падение напряжения и потерю напряжения, причем практически обычно важнее вторая величина, так как на основании ее выбирается сечение проводов (см. § 1-5).

Потерей напряжения в трехфазной линии считается алгебраическая разность между линейными напряжениями  $U_{1\text{л}}$  и  $U_{2\text{л}}$  в начале и в конце линии.

Расчет трехфазной линии на потерю напряжения выполняется для нормальных условий ее работы, подразумевающих симметрию нагрузки фаз. Симметрия нагрузки дает возможность вести расчет для одной фазы установки и считать, что трехфазный источник энергии и приемники этой энергии соединены по схеме звезды. Основанием для последнего предположения является то обстоятельство, что при заданном линейном напряжении, мощности и сдвиге фаз  $\phi$  приемников энергии — линейные токи, а следовательно, и вызываемые ими потери напряжения в проводах трехфазной линии не зависят от фактической схемы соединения приемников энергии.

Выразим линейные напряжения в начале и в конце линии (рис. 6-27) через соответствующие фазные:

$$U_{1\text{л}} = \sqrt{3} U_{1\text{ф}}; \quad U_{2\text{л}} = \sqrt{3} U_{2\text{ф}};$$

потеря напряжения

$$\Delta U = \sqrt{3} (U_{1\text{ф}} - U_{2\text{ф}}), \quad (6-15)$$

т. е. потеря напряжения в трехфазной линии в  $\sqrt{3}$  раз больше алгебраической разности фазных напряжений в начале и в конце линии.

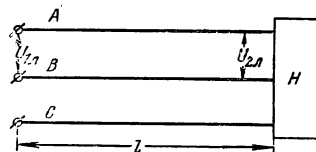


Рис. 6-27. Трехфазная линия передачи.

Выше (§ 5-19) было получено выражение потери напряжения в цепи переменного тока. Оно справедливо для одной фазы трехфазной системы, следовательно,

$$U_{1ф} - U_{2ф} = Il(r_0 \cos \varphi \pm x_0 \sin \varphi);$$

где  $r_0$  — активное;  $x_0$  — индуктивное сопротивление единицы длины линии (знак минус относится к случаю емкостного сдвига фаз у нагрузки).

Таким образом, потеря напряжения в трехфазной линии

$$\Delta U = \sqrt{3} Il(r_0 \cos \varphi \pm x_0 \sin \varphi). \quad (6-16)$$

По этой формуле производится расчет трехфазных линий на потерю напряжения, причем для внутренних проводок и для кабелей величиной  $x_0$  можно пренебречь ввиду ее малого значения.

#### 6-11. ВРАЩАЮЩЕЕСЯ МАГНИТНОЕ ПОЛЕ

Ценным свойством всех многофазных систем переменного тока является простота получения вращающегося магнитного поля. Это постоянное по величине магнитное поле, вращающееся внутри электрической машины вокруг ее оси. На использовании вращающегося магнитного поля основано устройство самых распространенных электродвигателей — асинхронных трехфазных двигателей, а так-

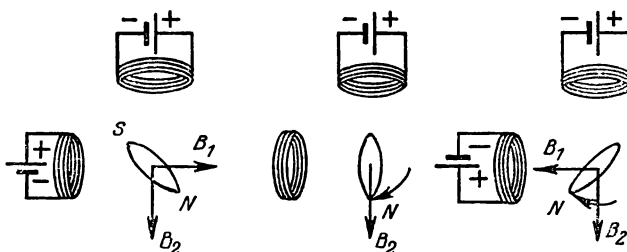


Рис. 6-28. Воздействие на положение магнитной стрелки изменением направления постоянных токов в двух катушках.

же имеющих большое практическое значение синхронных двигателей. Кроме того, посредством вращающегося магнитного поля приводятся в действие многие измерительные приборы и аппараты регулирования и управления.

Путем последовательного изменения направления постоянного тока в двух катушках, оси которых образуют угол  $90^\circ$ , можно заставить магнитную стрелку поворачиваться в пределах  $360^\circ$  (рис. 6-28). Но переключаемый постоянный ток легко заменить переменным током, который сам будет изменять направление. При этом необходимо, чтобы изменения направления тока в двух катушках происходили не одновременно. Этому требованию удовлетворяют два перемен-

ных тока, сдвинутых по фазе по отношению друг к другу на четверть периода.

На рис. 6-29 показана система из двух одинаковых катушек, оси которых образуют угол  $90^\circ$ . Для придания большей равномерности магнитному полю каждая из катушек разделена на две части. Так как токи сдвинуты по фазе на четверть периода, то магнитные индукции в полях, ими возбуждаемых, должны быть также сдвинуты по фазе по отношению друг к другу. Этому условию сдвига по фазе удовлетворяют синусоида и косинусоида, в соответствии с чем индукция поля первой катушки  $B_A = B_m \sin \omega t$ , а индукция поля второй катушки  $B_B = B_m \cos \omega t$ .

Накладываясь в середине устройства, два переменных магнитных поля образуют результирующее магнитное поле, индукция в ко-

тором будет  $B_{\text{рез}} = \sqrt{B_A^2 + B_B^2}$ , так как направления полей катушек взаимно перпендикулярны (рис. 6-29). Подставив в выражение  $B_{\text{рез}}$  значения  $B_A$  и  $B_B$  как функции времени, получим:

$$B_{\text{рез}} = B_m \sqrt{\sin^2 \omega t + \cos^2 \omega t} = B_m.$$

Следовательно, результирующее магнитное поле устройства постоянно по величине, хотя оно и складывается из двух переменных магнитных полей.

Определим теперь положение результирующего поля в пространстве. По отношению к вертикальной оси это поле образует угол  $\alpha$ , определяемый условием

$$\operatorname{tg} \alpha = B_A / B_B = \sin \omega t / \cos \omega t = \operatorname{tg} \omega t,$$

поэтому  $\alpha = \omega t$ , т. е. угол, образуемый осью результирующего поля, по отношению к оси катушки  $B$  равномерно изменяется и за время одного периода переменного тока

$$\alpha = \omega t = 2\pi T / T = 2\pi,$$

т. е. поле делает полный оборот.

В секунду поле делает  $f$  оборотов, а число оборотов поля в минуту  $n = f \cdot 60$ . Таким образом, при стандартной промышленной частоте

$$n = 50 \cdot 60 = 3\,000 \text{ об/мин.}$$

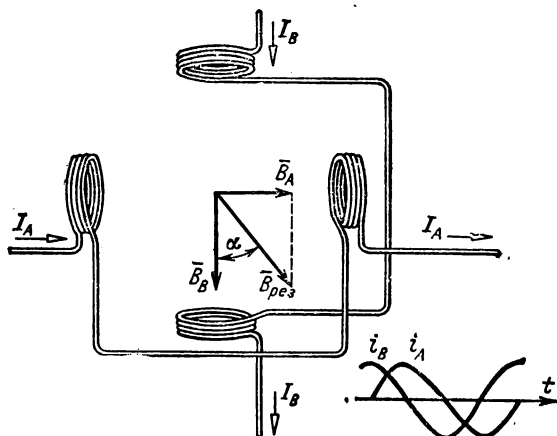


Рис. 6-29. Схема получения двухфазного вращающегося магнитного поля.

Описанная система именуется **двухфазным вращающимся магнитным полем**. Для возбуждения его нужна двухфазная система переменных токов. Такая система требует для передачи энергии не менее трех проводов (см. рис. 6-1, б). Так как равные по величине векторы двух фазных токов системы  $I_A$  и  $I_B$  образуют угол  $90^\circ$ , то, следовательно, вектор тока в общем проводе  $I_0$  определяется как гипотенуза равнобедренного прямоугольного треугольника с катетами  $I_A = I_B = I_\phi$ . На основании чего этот ток

$$I_0 = \sqrt{I_A^2 + I_B^2} = \sqrt{2} I_\phi.$$

Значительно выгоднее получение вращающегося магнитного поля посредством трехфазной системы токов, как это было предложено

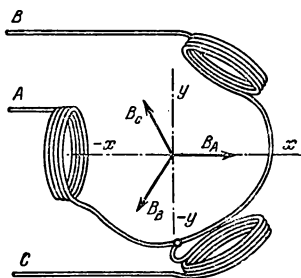


Рис. 6-30. Схема получения трехфазного вращающегося магнитного поля.

М. О. Доливо-Добровольским. Для получения трехфазного вращающегося поля нужны три одинаковые катушки (рис. 6-30), оси которых образуют углы по  $120^\circ$ . Мгновенные значения индукции в поле катушек, питаемых трехфазной системой токов,

$$B_A = B_m \sin \omega t; \quad B_B = B_m \sin (\omega t - 2\pi/3); \\ B_C = B_m \sin (\omega t - 4\pi/3).$$

В общей части поля эти магнитные индукции складываются векторно, образуя магнитную индукцию результирующего поля.

Это поле удобно определить через составляющие по двум взаимно перпендикулярным осям. С этой целью построим в пространстве оси  $x$  и  $y$ , проходящие через общее поле катушек, причем оси  $x$  дадим направление оси катушки  $A$ .

Определим теперь составляющую результирующего поля по оси  $x$ . Она будет равна алгебраической сумме проекций на эту ось мгновенных значений трех индукций:

$$B_X = B_A \cos 0^\circ + B_B \cos (-120^\circ) + B_C \cos (-240^\circ) = \\ = B_A + B_B (-1/2) + B_C (-1/2).$$

Подставив выражения индукций как синусоидальных величин, получим:

$$B_X = B_m \left[ \sin \omega t - \frac{1}{2} \sin \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right) - \frac{1}{2} \sin \left( \omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \right] = \\ = B_m \left[ \sin \omega t + \frac{1}{4} \sin \omega t + \frac{\sqrt{3}}{4} \cos \omega t + \frac{1}{4} \sin \omega t - \frac{\sqrt{3}}{4} \cos \omega t \right] = \\ = 1,5 B_m \sin \omega t.$$

Составляющая результирующего магнитного поля по оси  $Y$  будет:

$$B_Y = B_A \sin 0^\circ + B_B \sin (-120^\circ) + B_C \sin (-240^\circ) = \\ = B_B (-\sqrt{3}/2) + B_C \sqrt{3}/2$$

или после подстановки значений индукций как синусоидальных величин

$$B_Y = B_m \left[ -\frac{\sqrt{3}}{2} \sin \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right) + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \left( \omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \right] = 1,5 B_m \cos \omega t.$$

Результирующая магнитная индукция

$$B_{\text{рез}} = \sqrt{B_X^2 + B_Y^2} = 1,5 B_m \sqrt{\sin^2 \omega t + \cos^2 \omega t} = 1,5 B_m,$$

т. е. результирующее поле постоянно по величине, а угол  $\alpha$ , образуемый им с осью  $Y$ , определяется из условия

$$\operatorname{tg} \alpha = B_X / B_Y = \sin \omega t / \cos \omega t = \operatorname{tg} \omega t;$$

следовательно,

$$\alpha = \omega t.$$

Магнитное поле вращается в плоскости осей катушек с угловой скоростью  $\omega$ . Оно последовательно совпадает по направлению с осью той из катушек, ток в которой достигает максимального значения, т. е. оно вращается в направлении последовательности фаз трехфазной системы токов, питающих катушки.

Сопоставим теперь условия двухфазного и трехфазного вращающихся полей. При двухфазной системе необходимы два провода, рассчитанных на силу тока  $I$ , и третий провод, рассчитанный на силу тока  $I_0 = \sqrt{2} I$ . Магнитная индукция во вращающемся двухфазном поле равна  $B_m$ . При трехфазной системе необходимы три одинаковых провода, рассчитанных каждый на силу тока  $I$ , а индукция во вращающемся поле здесь  $1,5 B_m$ .

Следовательно, для двухфазной системы нужно большее сечение проводов, а вращающееся поле создается в 1,5 раза слабее, чем в трехфазной системе. По этим причинам двухфазная система, изобретенная раньше трехфазной (инженером Н. Тесла), в настоящее время применяется только в некоторых специальных устройствах.

Подвижное устройство, помещенное во вращающееся магнитное поле, может вращаться в нем асинхронно или синхронно.

Поместим во вращающееся магнитное поле металлическую рамку на осях (рис. 6-31) так, чтобы ось вращения рамки совместились с осью вращения поля. Поле будет пересекать рамку и индуцировать в ней э. д. с. тем большую, чем быстрее поле пересекает рамку, так как согласно закону электромагнитной индукции (§ 4-9):

$$e = -w d\Phi / dt.$$

Направление э. д. с., индуцируемых в двух сторонах рамки, можно определить по правилу правой руки. Только необходимо

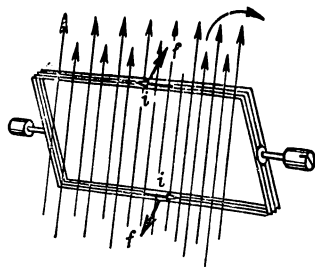


Рис. 6-31. Металлическая рамка во вращающемся магнитном поле.

учесть, что движение магнитного поля по отношению к проводнику эквивалентно движению проводника в противоположную сторону. Следовательно, определяя направление э. д. с., нужно поставить ладонь навстречу магнитным линиям, а отставленный большой палец направить против движения магнитного поля, тогда вытянутые четыре пальца укажут направление индуцированной э. д. с. (сравнить § 4-8). Электродвижущие силы, индуцируемые в двух сторонах рамки, направлены в витке, который образует рамка, согласно, т. е. они складываются.

Так как рамка представляет собой замкнутый виток, то индуцированные в ней э. д. с. вызывают некоторый индуцированный ток  $i$ . Воздействие вращающегося магнитного поля на этот ток создает две силы  $f = Bil$ , приложенные к двум сторонам рамки. Направление этих сил можно определить по правилу левой руки (§ 4-7). Они образуют пару сил и создают вращающий момент, действующий на рамку. Под действием этого момента рамка должна вращаться в направлении вращения поля.

Однако чем быстрее будет вращаться рамка, тем относительно медленнее будут пересекать ее стороны линии магнитного вращающегося поля, т. е. будет уменьшаться скорость  $v$  движения поля по отношению к рамке. Вследствие этого будет уменьшаться сила тока  $i$ , индуцируемого в рамке. В свою очередь это вызывает ослабление вращающего момента, действующего на рамку. Если рамка догонит вращающееся поле, то э. д. с. и ток в ней исчезнут, так как прекратится пересечение сторон рамки вращающимся магнитным полем, вследствие чего станет равным нулю и вращающий момент, действующий на рамку.

По этим причинам рамка вращается с а с и н х р о н н о й с к о р о с т ь ю (от греческого слова «асинхронос» — неодновременный) медленнее поля, т. е. рамка делает оборот неодновременно с оборотом поля. Скорость вращения рамки  $n$  оборотов в минуту устанавливается автоматически такой, чтобы вращающий момент, создаваемый индуцированным током, равнялся тормозящему моменту, обусловленному трением в осях, трением о воздух и т. п. Чем больше механические силы, тормозящие рамку, тем медленнее она будет вращаться и тем больше будет сила тока, индуцируемого в ней.

При асинхронном вращении поле делает  $n_1$  оборотов в минуту, а подвижная часть, называемая обычно ротором, только  $n$  оборотов в минуту. Относительное отставание ротора от поля характеризуется с к о л ь ж е н и е м

$$s = (n_1 - n) / n_1.$$

Если во вращающееся магнитное поле поместить очень легкую магнитную стрелку, то она будет вращаться вместе с полем с синхронной скоростью (греческое слово «синхронос» — совпадающий по времени), т. е. поле и стрелка будут совершать один оборот за одно и то же время. Магнитные силы, стремясь установить стрелку по направлению поля, будут поддерживать это вращение.

Но если подвижный магнит относительно тяжел (рис. 6-32), то под действием вращающегося поля он не стронется с места. Воздействуя на такой неподвижный магнит, вращающееся поле в течение половины оборота будет создавать вращающий момент, а в течение второй половины оборота — тормозящий момент, так как магнитные силы будут тянуть магнит то в сторону вращения поля, то в противоположную сторону.

Если же с помощью какого-либо приспособления разогнать магнит до скорости поля, т. е. до синхронной скорости, то, войдя в синхронизм, магнит будет вращаться со скоростью поля. Он сохранит эту синхронную скорость и когда ему придется преодолевать какую-либо тормозящую силу, но в этом случае магнит будет отставать от вращающегося поля на некоторый постоянный угол. Этот угол будет тем больше, чем больше будет тормозящая сила. Если эта сила станет слишком большой, то магнит остановится — выпадет из синхронизма. Вращаться медленнее поля он не может.

Синхронное вращение используется в синхронных двигателях, применяемых главным образом в тех случаях, когда нужен двигатель значительной мощности, вращающийся с постоянной скоростью.

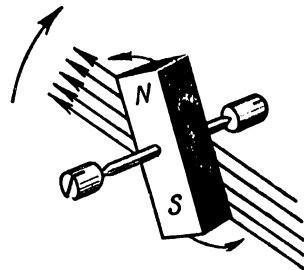


Рис. 6-32. Постоянный магнит во вращающемся магнитном поле.

## Глава седьмая

### НЕСИНУСОИДАЛЬНЫЕ ПЕРИОДИЧЕСКИЕ ТОКИ

#### 7-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Синусоидальные колебания являются самой простой формой периодического процесса; по этой причине в сетях электроэнергетических систем принимается ряд мер для поддержания синусоидальной формы кривых переменных токов и напряжений и подавления различных отклонений от синусоидальной формы. Но в цепях электросвязи, электронных и полупроводниковых устройств и т. п. отклонение от синусоидальной формы само часто является основой рабочего процесса устройства. По этим причинам знание элементов теории несинусоидальных периодических токов необходимо для понимания работы всех названных устройств, а следовательно, для понимания принципов действия устройств автоматики, электронных устройств и самой различной аппаратуры новой техники.

Несинусоидальная функция является периодической, когда она удовлетворяет условию  $i = F(t) = F(t + kT)$ , где  $T$  — период функции, т. е. промежуток времени, по истечении которого весь процесс повторяется сначала;  $k$  — целое число. Такая периодиче-

ская функция, как известно из курса математики, может быть изображена в виде гармонического ряда. Например, ток

$$i = I_0 + I_{1m} \sin(\omega t + \alpha_1) + I_{2m} \sin(2\omega t + \alpha_2) + \dots + I_{nm} \sin(n\omega t + \alpha_n)$$

или

$$i = I_0 + \sum_{k=1}^n I_{km} \sin(k\omega t + \alpha_k). \quad (7-1)$$

В этом выражении  $I_0$  — постоянная составляющая (постоянный ток);  $I_{1m} \sin(\omega t + \alpha_1)$  — основная волна, т. е. колебание, частота которого равна частоте несинусоидальной периодической функции  $i$ ; все остальные колебания именуются в ы с ш и м и г а р м о н и ч е с к и м и;  $\alpha_k$  — начальная фаза данной составляющей, зависящая от начала отсчета времени ( $t=0$ ). Таким образом, несинусоидальный ток изображается в виде суммы постоянного тока и синусоидальных токов различной частоты с различными начальными фазами. Такая форма изображения периодического колебания удобна при расчетах цепей несинусоидальных токов.

Однако в тех случаях, когда на основании найденной из опыта кривой несинусоидального колебания нужно определить гармонические составляющие процесса, удобнее вторая запись гармонического ряда. Она получается посредством замены

$$\begin{aligned} I_{km} \sin(k\omega t + \alpha_k) &= I_{km} \cos \alpha_k \sin k\omega t + I_{km} \sin \alpha_k \cos k\omega t = \\ &= A_k \sin k\omega t + B_k \cos k\omega t. \end{aligned}$$

Таким образом,

$$\begin{aligned} i &= I_0 + A_1 \sin \omega t + B_1 \cos \omega t + A_2 \sin 2\omega t + B_2 \cos 2\omega t + \dots \\ \dots + A_n \sin n\omega t + B_n \cos n\omega t &= I_0 + \sum_{k=1}^n A_k \sin k\omega t + \sum_{k=1}^n B_k \cos k\omega t. \end{aligned} \quad (7-2)$$

Наличие тех или иных составляющих периодического тока зависит прежде всего от особенностей цепи, в которой этот ток проходит.

Постоянная составляющая возникает в кривой тока только при наличии источника постоянного тока или элемента цепи, обладающего вентильными свойствами, т. е. элемента цепи, сопротивление которого зависит от направления тока — в одном направлении вентильный элемент проводит ток лучше, чем в другом. Ряд выпрямительных устройств использует обе половины периода переменного тока (двухполупериодное выпрямление — см. § 7-5), и тогда в кривой выпрямленного тока возникает явно выраженная четная гармоническая второго порядка, период которой в 2 раза меньше периода выпрямленного переменного тока (рис. 7-4).

Кроме того, в несинусоидальных кривых переменного тока (т. е. тока, для которого  $\int_0^T i \, dt = 0$ ) четные гармонические почти всегда отсутствуют, так как при наличии четной гармонической составляющей



кривая переменного тока становится несимметричной по отношению к оси времени (рис. 7-2). Следовательно, при наличии четной гармонической составляющей в течение второй половины периода процесс протекает иначе, чем во время первой половины периода. На рис. 7-2 в течение первой половины периода сила тока быстро возрастает, а затем медленно убывает, а во время второй половины периода сила тока медленно возрастает и быстро убывает. Кривая напряжения генераторов переменного тока симметрична по отношению к оси времени; следовательно, подобный характер изменений возможен лишь при наличии в цепи элемента, сопротивление которого зависит от направления тока, т. е. при наличии вентиля. По этим причинам

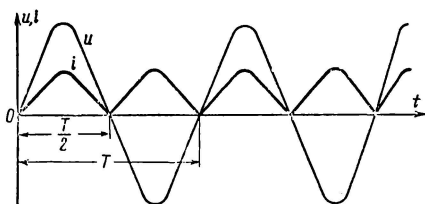


Рис. 7-1. Возникновение четных гармонических в кривой выпрямленного переменного тока.

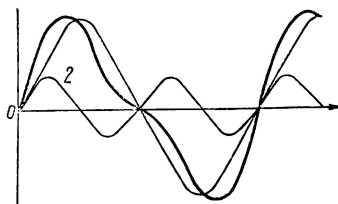


Рис. 7-2. Вторая гармоническая составляющая (2) создает несимметрию периодической кривой по отношению к оси времени.

в цепях переменного тока, сопротивления которых не зависят от направления тока, четные гармонические должны отсутствовать.

Напомним несложное доказательство отсутствия четных гармонических в кривых, симметричных относительно оси времени, т. е. удовлетворяющих условию

$$F(t) = -F(t + T/2).$$

В этом случае

$$\begin{aligned} & A_1 \sin \omega t + B_1 \cos \omega t + A_2 \sin 2\omega t + B_2 \cos 2\omega t + \dots \\ & \dots + A_n \sin n\omega t + B_n \cos n\omega t = -A_1 \sin \omega(t + T/2) - B_1 \cos \omega(t + T/2) - \\ & \quad - A_2 \sin 2\omega(t + T/2) - B_2 \cos 2\omega(t + T/2) - \dots \\ & \quad \dots - A_n \sin n\omega(t + T/2) - B_n \cos n\omega(t + T/2). \end{aligned}$$

Такое условие может быть выполнено, только если оно выполняется для каждой из гармонических составляющих, т. е. если

$$\begin{aligned} A_k \sin k\omega t + B_k \cos k\omega t &= -A_k \sin k\omega(t + T/2) - B_k \cos k\omega \times \\ & \times (t + T/2) = -A_k (\sin k\omega t \cos k\pi + \cos k\omega t \sin k\pi) - \\ & - B_k (\cos k\omega t \cos k\pi - \sin k\omega t \sin k\pi). \end{aligned}$$

Так как  $k$  — целое число, то при его четных значениях

$$\cos k\pi = 1, \text{ а } \sin k\pi = 0.$$

В этом случае

$$A_k \sin k\omega t + B_k \cos k\omega t = -A_k \sin k\omega t - B_k \cos k\omega t;$$

такое условие может быть удовлетворено, только если

$$A_k = 0 \text{ и } B_k = 0,$$

т. е. при отсутствии четных гармонических составляющих в периодической кривой.

Основой для расчетов линейных цепей переменного тока (т. е. цепей, параметры которых  $r$ ,  $L$  и  $C$  не зависят от тока и напряжения)

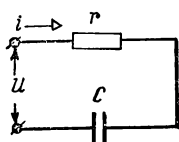


Рис. 7-3. Последовательное соединение емкости и активного сопротивления.

является принцип наложения: токи и напряжения рассчитываются независимо для каждой из гармонических составляющих, а также и для постоянной составляющей, если она в цепи имеется. В линейной цепи для каждой из  $k$  гармонических составляющих справедлив закон Ома

$$I_k = U_k / z_k, \quad (7-3)$$

но  $z_k$  является функцией порядка гармонической.

Например, к зажимам цепи, состоящей из последовательно соединенных активного сопротивления  $r$  и емкости  $C$  (рис. 7-3), приложено переменное напряжение

$$u = U_{1m} \sin \omega t + U_{5m} \sin (5\omega t + \alpha_5).$$

Сила тока в этой цепи

$$i = \frac{U_{1m}}{\sqrt{r^2 + (1/\omega C)^2}} \sin (\omega t + \varphi_1) + \frac{U_{5m}}{\sqrt{r^2 + (1/5\omega C)^2}} \sin (5\omega t + \alpha_5 + \varphi_5);$$

где

$$\varphi_1 = \arctg (1/\omega Cr), \text{ а } \varphi_5 = \arctg (1/5\omega Cr).$$

Конечно, при раздельном расчете каждой из гармонических в случае сложной цепи можно использовать все методы расчета цепей переменного тока и комплексное изображение величин переменного тока.

## 7-2. ДЕЙСТВУЮЩИЕ ЗНАЧЕНИЯ ПЕРИОДИЧЕСКИХ НЕСИНУСОИДАЛЬНЫХ ТОКОВ И НАПРЯЖЕНИЙ

Мгновенные значения токов и напряжений можно рассчитать, как мы отметили выше, с помощью принципа наложения. Но практически весьма важны действующие значения напряжений и токов, измеряемые вольтметрами и амперметрами. Приведенное выше определение действующего значения (см. § 5-2) на основании сопоставления с тепловым действием постоянного тока справедливо при любом характере периодического процесса. Следовательно, мы можем воспользоваться выражением

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt}$$

и для определения действующего значения несинусоидального периодического тока.

В данном случае

$$i = I_0 + \sum_{k=1}^n I_{km} \sin(k\omega t + \alpha_k).$$

Интеграл

$$\int_0^T i^2 dt = \int_0^T ii dt$$

распадается на сумму интегралов следующих четырех типов:

$$1) \frac{1}{T} \int_0^T I_{km}^2 \sin^2(k\omega t + \alpha_k) dt = I_{km}^2/2 = I_k^2,$$

так как это выражение квадрата действующего значения  $I_k$  силы тока гармонической  $k$ -го порядка;

$$2) \frac{1}{T} \int_0^T I_0 I_0 dt = I_0^2$$

— это квадрат силы тока постоянной составляющей;

$$3) \frac{1}{T} \int_0^T I_0 I_{km} \sin(k\omega t + \alpha_k) dt = \frac{1}{T} I_0 I_{km} \int_0^T \sin(k\omega t + \alpha_k) dt = 0,$$

так как интеграл от синусоидальной величины за целое число периодов равен нулю;

$$4) \frac{1}{T} \int_0^T I_{km} I_{lm} \sin(k\omega t + \alpha_k) \sin(l\omega t + \alpha_l) dt = 0$$

на том основании, что вообще произведение синусов

$$\sin \beta \sin \gamma = \frac{1}{2} [\cos(\beta - \gamma) - \cos(\beta + \gamma)]$$

и, следовательно, четвертый тип интегралов можно рассматривать как разность интегралов от косинусов; эти интегралы за целое число периодов при  $k \neq l$  равны нулю.

Таким образом, действующее значение несинусоидального тока

$$I = \sqrt{I_0^2 + I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_n^2}$$

или

$$I = \sqrt{I_0^2 + \sum_{k=1}^n I_k^2}, \quad (7-4)$$

т. е. действующее значение несинусоидального тока равно корню квадратному из суммы квадратов постоянной составляющей и квадра-

тов действующих значений всех гармонических составляющих данного несинусоидального тока.

На тех же основаниях аналогичной формулой определяется и действующее значение несинусоидального напряжения

$$U = \sqrt{U_0^2 + \sum_{k=1}^n U_k^2}. \quad (7-5)$$

### 7-3. МОЩНОСТЬ НЕСИНУСОИДАЛЬНЫХ ТОКОВ

Выражение мгновенной мощности

$$p = ui$$

справедливо при любой форме кривой переменного тока.

Активная мощность любого периодического тока равна среднему за период значению мгновенной мощности

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p \, dt = \frac{1}{T} \int_0^T ui \, dt,$$

причем

$$u = U_0 + \sum_{k=1}^n U_{km} \sin(k\omega t + \alpha_k);$$

$$i = I_0 + \sum_{k=1}^n I_{km} \sin(k\omega t + \beta_k).$$

Таким образом, после подстановки  $u$  и  $i$  в виде рядов активная мощность изобразится суммой интегралов тех же четырех типов, которые мы рассматривали при определении действующего значения несинусоидального тока:

$$1) \frac{1}{T} \int_0^T U_{km} \sin(k\omega t + \alpha_k) I_{km} \sin(k\omega t + \beta_k) \, dt = U_k I_k \cos \varphi_k,$$

где  $\varphi_k = \alpha_k - \beta_k$ ;

$$2) \frac{1}{T} \int_0^T U_0 I_0 \, dt = U_0 I_0;$$

$$3) \frac{1}{T} \int_0^T U_0 I_{km} \sin(k\omega t + \alpha_k) \, dt = 0;$$

$$4) \frac{1}{T} \int_0^T U_{km} \sin(k\omega t + \alpha_k) I_{lm} \sin(l\omega t + \beta_l) \, dt = 0$$

при  $k \neq l$ .

Таким образом,

$$P = U_0 I_0 + \sum_{k=1}^n U_k I_k \cos \varphi_k, \quad (7-6)$$

т. е. активная мощность несинусоидального периодического тока равна сумме активных мощностей всех гармонических составляющих и мощности постоянных составляющих (мощности постоянного тока).

Реактивной мощностью несинусоидальных токов можно считать

$$Q = \sum_{k=1}^n U_k I_k \sin \varphi_k.$$

Но полная (кажущаяся) мощность несинусоидального тока

$$S = UI > \sqrt{P^2 + Q^2}$$

из-за того, что в ее выражение входят также произведения типа

$$U_k I_k^2.$$

Величина

$$T = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2}$$

называется мощностью искажения, так как она обусловлена только несинусоидальностью токов и напряжений.

#### 7-4. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ФИЛЬТРЫ

В цепи несинусоидального тока для отдельных гармонических составляющих этого тока полное сопротивление различно, вследствие чего кривые частичных напряжений и тока могут существенно отличаться друг от друга по формуле. Причиной таких изменений формы является зависимость индуктивного сопротивления  $k\omega L$  и емкостного сопротивления  $1/k\omega C$  от порядка  $k$  гармонической составляющей. Вместе с тем это обстоятельство дает возможность воздействовать желательным образом на форму кривых мгновенных значений напряжения и тока соответствующим подбором реактивных параметров цепи.

Чтобы нагляднее представить себе характер воздействия реактивных параметров на форму кривой тока, рассмотрим два простейших примера.

К зажимам индуктивности (рис. 7-4), активным сопротивлением которой можно пренебречь, приложено несинусоидальное переменное напряжение, действующее значение которого

$$U = \sqrt{U_1^2 + U_3^2 + U_5^2 + \dots + U_n^2}, \quad (7-7)$$

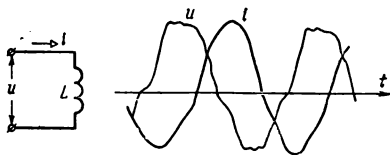


Рис. 7-4. Влияние индуктивности на форму кривой тока в цепи, содержащей кроме индуктивности небольшое активное сопротивление.

так как в цепи имеется только индуктивность, то действующее значение  $k$ -й гармонической составляющей тока

$$I_k = U_k / k\omega L;$$

следовательно, действующее значение силы тока в цепи

$$\begin{aligned} I &= \sqrt{I_1^2 + I_3^2 + I_5^2 + \dots + I_n^2} = \\ &= \sqrt{\left(\frac{U_1}{\omega L}\right)^2 + \left(\frac{U_3}{3\omega L}\right)^2 + \left(\frac{U_5}{5\omega L}\right)^2 + \dots + \left(\frac{U_n}{n\omega L}\right)^2} = \\ &= \frac{1}{\omega L} \sqrt{\frac{U_1^2}{1} + \frac{U_3^2}{9} + \frac{U_5^2}{25} + \dots + \frac{U_n^2}{n^2}}. \end{aligned}$$

Сопоставив это выражение с выражением напряжения (7-7), видим, что высшие гармонические составляющие несинусоидального тока действием индуктивности подавляются тем сильнее, чем выше порядок гармонической составляющей. Вследствие этого кривая тока может оказаться значительно ближе к синусоиде, чем кривая напряжения (7-4).

В случае емкости (рис. 7-5) при том же напряжении

$$U = \sqrt{U_1^2 + U_3^2 + U_5^2 + \dots + U_n^2}$$

сила тока для  $k$ -й гармонической

$$I_k = U_k k\omega C;$$

следовательно, действующее значение силы тока в этой цепи

$$\begin{aligned} I &= \sqrt{I_1^2 + I_3^2 + I_5^2 + \dots + I_n^2} = \\ &= \omega C \sqrt{U_1^2 + 9U_3^2 + 25U_5^2 + \dots + n^2 U_n^2}. \end{aligned} \quad (7-8)$$

Сопоставив уравнение тока с уравнением напряжения, мы видим, что относительное значение высших гармонических составляющих в кривой тока может быть значительно больше, чем в кривой напряжения. Вследствие реакции емкости кривая тока может быть искажена значительно больше, чем кривая напряжения между обкладками конденсатора (рис. 7-5).

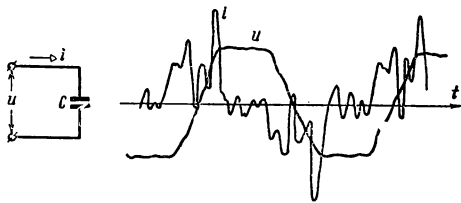


Рис. 7-5. Влияние емкости на форму кривой тока.

Часто при измерениях реактивных параметров цепей переменного тока не учитывается несинусоидальность напряжений и токов. Например, к зажимам конденсатора приложено несинусоидальное напряжение  $U$ , действующее значение которого дано выражением (7-7). Тем не менее емкость измеряется на основании закона Ома для синусоидального тока, т. е. на основании формулы

$$I = U\omega C_{из},$$

и, следовательно, измеренное значение емкости будет:

$$C_{из} = I/\omega U = I/\omega \sqrt{U_1^2 + U_3^2 + U_5^2 + \dots + U_n^2}.$$

Однако действительное значение емкости должно быть определено на основании (7-8):

$$C = I/\omega \sqrt{U_1^2 + 9U_3^2 + 25U_5^2 + \dots + n^2 U_n^2}.$$

Отношение

$$C_{из}/C > 1$$

показывает, что

$$C_{из} > C.$$

Аналогично на основании (7-7) можно найти отношение измеренного  $L_{из}$  и действительного  $L$  значений индуктивности:

$$L_{из}/L = \sqrt{U_1^2 + U_3^2 + U_5^2 + \dots + U_n^2} / \sqrt{\frac{U_1^2}{1} + \frac{U_3^2}{9} + \frac{U_5^2}{25} + \dots + \frac{U_n^2}{n^2}},$$

из чего явствует, что  $L_{из} > L$ .

Так как высшие гармонические в кривой тока в случае емкости усиливаются, а в случае индуктивности подавляются, то при одинаковой форме кривой напряжения погрешности при измерении емкости значительно больше (например, 3% при измерении  $L$  и 25% при измерении  $C$ ). По этой причине рекомендуется не измерять емкость на основании закона Ома для синусоидального тока, т. е. по формуле  $C = I/\omega U$ , даже если допустить значительную погрешность измерения.

Воздействие реактивных параметров на формулу кривых мгновенных измерений тока и напряжения широко используется для построения электрических фильтров — устройств, посредством которых подавляются колебания определенной частоты или в пределах определенной полосы частот.

Простейшими примерами могут служить некоторые резонансные фильтры: на рис. 7-6 показан подавляющий фильтр для тока  $k$ -й частоты. Параметры фильтра удовлетворяют условию  $k\omega C = 1/k\omega L$ , т. е. условию резонанса токов. Следовательно, для  $k$ -й гармонической составляющей несинусоидального тока проводимость фильтра  $y_{фк} = 0$  (активной составляющей обычно можно пренебречь), а сопротивление фильтра  $z_{фк} = \infty$ . Для всех остальных гармонических составляющих сопротивление фильтра может быть относительно мало.

На рис. 7-7 показан выделяющий фильтр для тока. Его параметры удовлетворяют условию  $k\omega L = 1/k\omega C$ , т. е. условию резонанса напряжений. Следовательно, сопротивление фильтра для  $k$ -й гармонической  $z_{фк} = 0$ , т. е. эту составляющую фильтр пропускает беспрепятственно, а для всех остальных гармонических составляющих сопротивление фильтра может быть относительно весьма велико — он их задерживает.

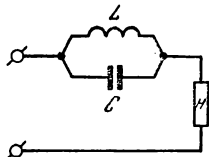


Рис. 7-6. Запирающий фильтр для тока.

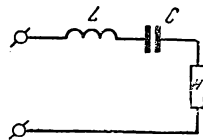


Рис. 7-7. Выделяющий фильтр для тока.

## 7-5. ЦЕПИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА, СОДЕРЖАЩИЕ ВЕНТИЛИ

Характерным примером несинусоидального периодического тока является выпрямленный переменный ток, т. е. ток, возникающий под действием переменного напряжения в цепи, содержащей вентиль. Мы рассмотрим условия в цепях, содержащих идеальные вентили. Такой вентиль пропускает ток только в одном прямом направлении и совершенно не пропускает ток в обратном направлении.

Самая простая выпрямительная схема (рис. 7-8) состоит из источника переменного напряжения  $u$  и какого-либо вентиля  $B$  и приемника  $r_n$  (вентилем может служить электронная лампа, полупроводниковый диод, газотрон и т. д.). В схеме с одним вентилем используется только одна половина периода переменного напряжения, поэтому такая схема называется *однополупериодной*.

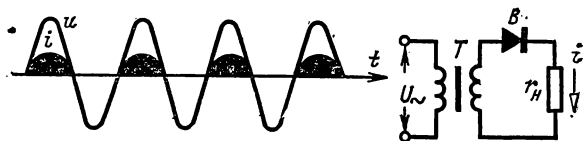


Рис. 7-8. Схема однополупериодного выпрямления.

Будем считать вентиль идеальным, т. е. положим его прямое сопротивление  $r_{пр} = 0$ , а обратное  $r_{об} = \infty$ , и условимся считать положительным указанное на рис. 7-8 направление от анода к катоду; в этом направлении вентиль пропускает ток. При синусоидальном напряжении источника ток в цепи в течение положительного полупериода напряжения также будет синусоидальным, совпадая по фазе с напряжением, а в течение отрицательного полупериода напряжения будет равен нулю.

Постоянная составляющая  $I_0 = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} i dt$  этого тока, т. е. его сред-

нее значение за целый период, определяется путем деления площади синусоиды кривой тока за полупериод на продолжительность целого периода, а площадь этой части синусоиды тока в соответствующем масштабе за полупериод равна:

$$\int_0^{T/2} I_m \sin \omega t dt = \frac{T}{\pi} I_m;$$

следовательно, среднее значение за период

$$I_0 = \frac{1}{\pi} I_m = 0,32 I_m. \quad (7-9)$$

В данном случае действующее значение силы тока

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{T/2} i^2 dt},$$

А. А. Б.



так как во время второго полупериода  $i=0$  (рис. 7-8). Но подкоренное выражение равно половине квадрата действующего значения тока, так как при синусоидальном токе

$$I^2 = \frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} i^2 dt = \frac{I_m^2}{2},$$

и, следовательно,

$$\frac{1}{T} \int_0^{T/2} i^2 dt = \frac{I_m^2}{4},$$

на основании чего действующее значение выпрямленного тока

$$I = \sqrt{I_m^2/4} = I_m/2. \quad (7-10)$$

Напряжение на сопротивлении  $r_n$  является **в** **ы** **п** **р** **я** **м** **л** **е** **н** **н** **ы** **м** **н** **а** **п** **р** **я** **ж** **е** **н** **и** **е** **м**. Его постоянная составляющая  $U_0$  может быть определена путем умножения постоянной составляющей тока  $I_0$  на сопротивление  $r_n$ :

$$U_0 = I_0 r_n = \frac{1}{\pi} I_m r_n = U_m/\pi; \quad (7-11)$$

следовательно, это напряжение в 2 раза меньше среднего значения синусоидального напряжения:

$$U_{cp} = 2U_m/\pi.$$

В рассматриваемой цепи активная мощность, потребляемая нагрузкой,

$$P = I^2 r_n = I_m^2 r_n/4,$$

а так как согласно (7-11)

$$I_m r_n = U_m,$$

то

$$P = U_m I_m/4.$$

В этом выражении заменим амплитуду напряжения через действующее значение  $U$  приложенного синусоидального напряжения:  $U_m = \sqrt{2} U$ . Согласно (7-10) амплитуда силы тока может быть  $I_m = 2I$ . Выполнив такие подстановки, получим:

$$P = \sqrt{2} U \cdot 2I/4 = UI/\sqrt{2} = 0,707S; \quad (7-12)$$

где  $S$  — полная мощность всей цепи, содержащей ventиль.

Из-за несинусоидальности кривой тока активная мощность оказывается меньше полной несмотря на отсутствие в цепи реактивных элементов.

При однополупериодном выпрямлении используется только одна половина периода переменного тока. Для использования обеих полу- волн переменного напряжения широко применяется предложенная в 1901 г. акад. В. Ф. Миткевичем схема двухполупериодного выпрям- ления (рис. 7-9), которая содержит два ventилья, включенные на-

встречу друг другу. В ней приемник включается между общей точкой двух вентиляй и серединой вторичной обмотки трансформатора. Если в каждой половине этой обмотки считать положительным то направление тока, при котором соответствующий клапан пропускает ток (от анода к катоду), то ток в каждой половине обмотки и в каждом клапане будет синусоидальным в течение положительного (для этой половины) полупериода и равным нулю в течение отрицательного полупериода. Но в нагрузке положительные направления обоих токов совпадают, и поэтому через нее ток будет проходить в течение обоих полупериодов, совпадая с током одного клапана в течение одного полупериода и с током другого клапана в течение другого. Понятно, что постоянная составляющая тока нагрузки будет теперь вдвое больше, чем при однополупериодном выпрямлении, и при идеальных клапанах выразится формулой

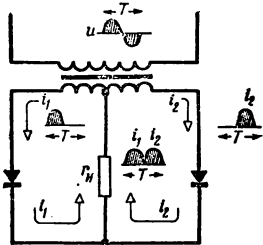


Рис. 7-9. Схема двухполупериодного выпрямления.

$$I_0 = \frac{2}{\pi} I_m = 0,64 I_m. \quad (7-13)$$

По отношению к ветви нагрузки в течение обеих половин периода интеграл  $\int_0^{T/2} i^2 dt$  будет иметь одинаковые значения, следовательно, действующее значение

$$I = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{T/2} i^2 dt} = I_m / \sqrt{2},$$

т. е. действующее значение выпрямленного тока будет теперь в  $\sqrt{2}$  раз больше, чем при однополупериодном выпрямлении.

В этом случае действующее значение выпрямленного тока будет равно действующему значению синусоидального переменного тока.

Чтобы определить постоянную составляющую выпрямленного напряжения, достаточно умножить постоянную составляющую выпрямленного тока на сопротивление  $r_H$  нагрузки

$$U_0 = I_0 r_H = 2 I_m r_H / \pi = 2 U_m / \pi, \quad (7-14)$$

т. е. постоянное напряжение равно среднему по модулю значению переменного синусоидального напряжения.

При двухполупериодном выпрямлении активная мощность цепи

$$P = I^2 r_H = I_m^2 r_H / 2 = U_m I_m / 2 = UI = S. \quad (7-15)$$

Таким образом, при двухполупериодном выпрямлении активная мощность (при отсутствии в цепи  $L$  и  $C$ ) равна полной мощности.

Схема В. Ф. Миткевича требует наличия делителя напряжения в виде трансформатора, автотрансформатора, двух одинаковых сопротивлений и т. п. В ряде случаев более выгодно применение м о с т о

вой схемы двухполупериодного выпрямления — схемы Греча (рис. 7-10). В этой схеме четыре вентиля образуют четыре плеча выпрямительного моста. В одну диагональ включается источник переменного тока, а в другую — нагрузка, питаемая выпрямленным током. Ток проходит всегда через два вентиля, находящиеся в противоположащих плечах моста. Одну половину периода два вентиля пропускают ток  $i_1$ , а другие два вентиля закрыты. Вторую половину периода через вторые два вентиля проходит ток  $i_2$ , а первые два вентиля закрыты. Через нагрузку ток проходит всегда в одном и том же направлении. Кривая выпрямленного тока при мостовой схеме та же, что и при схеме В. Ф. Миткевича, поэтому для нее справедливы все приведенные выше соотношения двухполупериодного выпрямления.

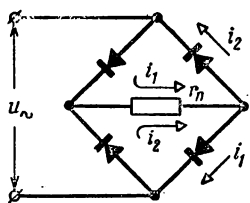


Рис. 7-10. Мостовая схема выпрямления.

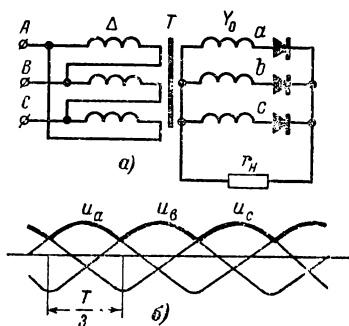


Рис. 7-11. Трехфазная схема выпрямления.

Недостатком мостовой схемы является снижение чувствительности, так как при малых напряжениях ряд типов вентилях плохо выпрямляет. Кроме того, при том же выпрямленном напряжении обратное напряжение, приходящееся на каждый из вентилях, в 2 раза меньше, чем при однополупериодном выпрямлении.

При двухполупериодном выпрямлении выпрямленное напряжение изменяется от амплитудного значения до нуля. Многофазное выпрямление дает возможность значительно уменьшить эти пульсации. На рис. 7-11, а показана схема трехфазного выпрямления. В этом случае (при идеальном венти́ле) в каждый данный момент ток проводит только тот вентиль, анод которого соединен с зажимом обмотки, имеющим наибольший положительный потенциал по отношению к средней точке трансформатора. В таких условиях выпрямленное напряжение будет изменяться по кривой, являющейся огибающей положительных полувольт фазных напряжений вторичных обмоток трансформатора (рис. 7-11, б).

В трехфазной мостовой схеме выпрямления (рис. 7-12), предложенной А. Н. Ларионовым, совмещаются принципы мостовой схемы и схемы многофазного выпрямления. В ней нулевая точка трансформатора для выпрямления не нужна, поэтому вторичная обмотка может быть соединена как звездой, так и многоугольником (при трехфазном токе треугольником). Половина вентилях схемы образует катодную группу, где все катоды вентилях соединены между

собой, а у второй половины вентилей между собой соединены все аноды — это анодная группа.

При работе такой установки выпрямляются обе полуволны переменных напряжений всех вторичных обмоток трансформатора, бла-

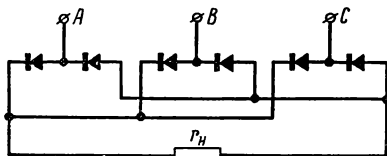


Рис. 7-12. Трехфазная мостовая схема выпрямления (схема Ларионова).

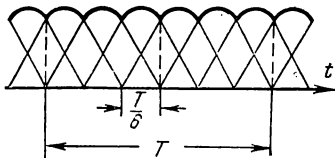


Рис. 7-13. Построение кривой выпрямленного напряжения при трехфазной мостовой схеме выпрямления.

годаря чему пульсации выпрямленного напряжения значительно уменьшаются, а частота их соответствует удвоенному числу фаз системы (при трехфазном питании шесть пульсаций за период, рис. 7-13). В схеме на рис. 7-12 в данный момент работает тот вентиль катодной группы, у которого анод в это время имеет наибольший положительный потенциал, а вместе с ним — второй вентиль анодной группы, у которого катод имеет наибольший по абсолютной величине отрицательный потенциал. Выпрямленное напряжение будет изменяться по огибающей с двойной частотой пульсаций.

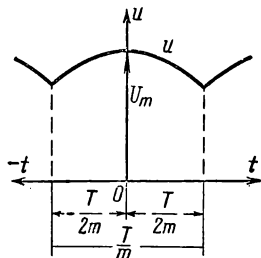


Рис. 7-14. Определение зависимости среднего значения выпрямленного напряжения от частоты пульсаций.

Для того чтобы определить зависимость среднего значения выпрямленного напряжения  $U_0$  от частоты пульсаций  $m$ , проинтегрируем мгновенное значение напряжения

$$u = U_m \cos \omega t$$

в пределах от  $-T/2m$  до  $+T/2m$  и возьмем среднее значение (рис. 7-14):

$$U_0 = \frac{m}{T} \int_{-T/2m}^{T/2m} U_m \cos \omega t dt = \frac{m}{2\pi} \int_{-\pi/m}^{\pi/m} U_m \cos \omega t \times \\ \times d\omega t = U_m \frac{\sin \frac{\pi}{m}}{\frac{\pi}{m}}. \quad (7-16)$$

С увеличением  $m$  постоянное напряжение  $U_0$  приближается к амплитудному значению переменного напряжения.

## 7-6. МОДУЛИРОВАННЫЕ КОЛЕБАНИЯ

При передаче сигналов без проводов при помощи электромагнитных волн источником переменного электромагнитного поля служит антенна передающей радиостанции, а приемный контур в какой-то степени сцепляется с этим переменным полем. Желательно, чтобы такая передача производилась при помощи высокой частоты, так как э. д. с., индуцируемая в приемном контуре, прямо пропорциональна частоте, а следовательно, при высокой частоте достаточно

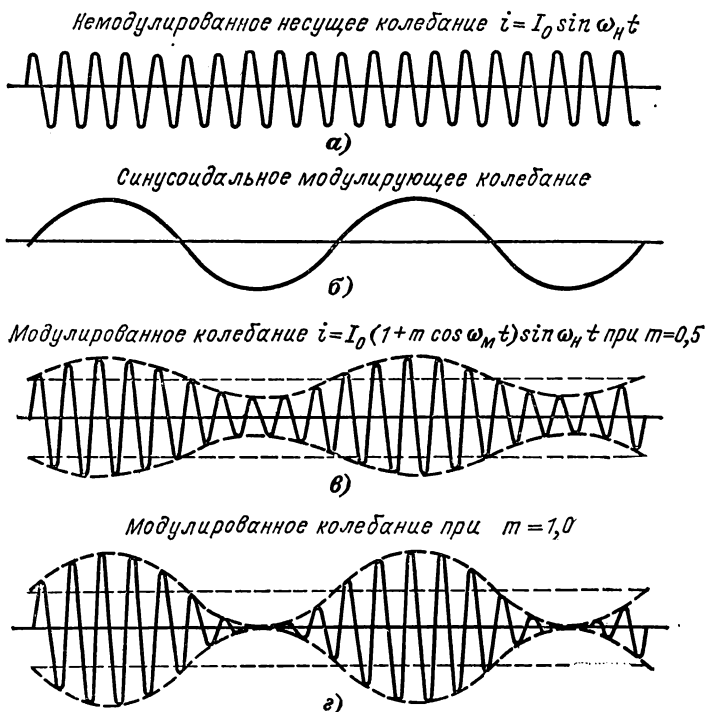


Рис. 7-15. Амплитудное модулирование гармонических колебаний.

относительно малого потокосцепления, чтобы индуцировать заметную э. д. с. в приемном контуре. Но частота звуковых колебаний, которые являются основным объектом радиопередачи, относительно невысока. Звуковой диапазон частот лежит в пределах 20 Гц—20 кГц. Кроме того, если бы все радиостанции передавали колебания звуковой частоты, то была бы невозможна настройка на прием определенной радиостанции.

Задача передачи звуковых колебаний при посредстве электромагнитных волн решается посредством применения для радиопередачи модулированных колебаний<sup>1</sup>: амплитуда (рис. 7-15), частота

<sup>1</sup> От латинского слова *modulatio* — ритм, размеренность.

или фаза высокочастотных несущих колебаний изменяются (модулируются) посредством воздействия низкочастотных звуковых колебаний. В приемном устройстве модулированные колебания детектируются<sup>1</sup> — звуковые колебания отделяются от высокочастотных и направляются в исполнительный механизм (например, в репродуктор).

Рассмотрим математическое выражение колебаний, модулированных по амплитуде; такие колебания являются основным способом передачи сигналов в радиотехнике (для телевидения применяется модулирование частоты).

Синусоидальное (высокочастотное) колебание, модулированное по амплитуде, может быть выражено формулой

$$i = I_0 (1 + m \cos \omega_m t) \sin \omega_n t, \quad (7-17)$$

где  $\omega_n$  — несущая угловая частота;  $\omega_m$  — модулирующая частота, причем  $\omega_m \ll \omega_n$ . Величина

$$I_0 (1 + m \cos \omega_m t) = I_m$$

является периодически изменяющейся амплитудой несущего колебания. Коэффициент  $m$  определяет глубину модуляции — т. е. пределы, в которых изменяется амплитуда (при  $m=1$  от  $2I_0$  до 0, рис. 7-15).

Выражение (7-17) преобразуется следующим образом:

$$i = I_0 \sin \omega_n t + m I_0 \sin \omega_n t \cos \omega_m t = I_0 \sin \omega_n t + (m I_0 / 2) \sin (\omega_n + \omega_m) t + (m I_0 / 2) \sin (\omega_n - \omega_m) t. \quad (7-18)$$

Таким образом, синусоидальное колебание несущей частоты  $\omega_n$ , модулированное по амплитуде тоже синусоидальным колебанием, имеющим частоту  $\omega_m$ , можно рассматривать как состоящее из трех синусоидальных колебаний, обладающих: одно — частотой несущего колебания  $\omega_n$ , второе — частотой, равной сумме частот несущего и модулирующего колебаний  $\omega_n + \omega_m$ , третье — частотой, равной разности частот этих колебаний  $\omega_n - \omega_m$ . Практически модулирующее колебание, например, при передаче звуков представляет собой не синусоиду, а спектр частот, изображаемый рядом Фурье, поэтому под частотой  $\omega_m$  следует понимать частоту высшей из гармонических составляющих, которая должна быть передана посредством модулированного колебания. Таким образом, модулированное колебание следует рассматривать как сумму колебаний различных частот, лежащих в пределах от  $\omega_n + \omega_m$  (верхняя боковая полоса) до  $\omega_n - \omega_m$  (нижняя боковая полоса).

В соответствии с этим приходится рассчитывать все устройства, передающие модулированные колебания, на пропускание полосы частот (полосные фильтры, полосные усилители и т. п.).

<sup>1</sup> От латинского слова detector — обнаруживающий.

## 7-7. ИМПУЛЬСНОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ

Регулирование силы тока промышленных установок в большинстве случаев осуществляется на основании закона Ома: последовательно с объектом регулирования включается тот или иной резистор (регулируемый реостат). Но такое регулирование связано с неизбежными, часто значительными потерями энергии в сопротивлении  $r_p$  резистора ( $I^2 r_p$ ). Это существенно снижает к. п. д. установки. Кроме того, резистор должен быть рассчитан на отдачу в окружающую среду больших количеств тепла. Следовательно, его габариты должны быть велики. Несколько благоприятнее энергетические условия при переменном токе благодаря возможности применения дросселей и автотрансформаторов. Но и в этих случаях потери значительны, а регулирующая аппаратура громоздка и дорога.

В последние годы быстро распространяется совершенно иной принцип регулирования, часто называемый импульсным регулированием. При таком регулировании приемник энергии, являющийся объектом регулирования, периодически подключается к источнику энергии, а затем отключается. При постоянной длительности периода процесса регулируемой величиной является отношение (скважность)

$$\varepsilon = t_3 / (t_3 + t_0),$$

где  $t_3$  — длительность импульса (замыкания), т. е. время, в течение которого приемник включен в сеть, а  $t_0$  — длительность паузы, когда приемник отключен от сети. Изменение относительной длительности импульса изменяет среднюю силу тока нагрузки.

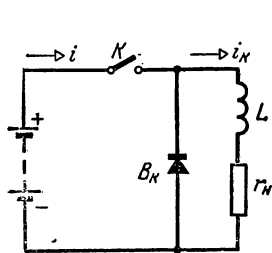


Рис. 7-16. Схема импульсного регулирования посредством идеального ключа  $K$ .

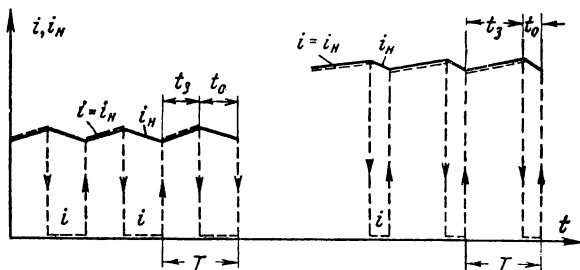


Рис. 7-17. Кривые импульсного регулирования.

Рассмотрим принцип широтно-импульсного регулирования в простейшей цепи постоянного тока (рис. 7-16). Идеальный ключ  $K$  периодически замыкается и размыкается, а для регулирования среднего значения тока активной нагрузки  $r_N$  изменяется относительная длительность импульса  $t_3$  (рис. 7-17). Для уменьшения пульсаций тока нагрузки  $i_N$  параллельно к ней присоединен коммутационный вентиль  $B_N$ , а последовательно с нагрузкой соединена индуктивность  $L$ . Когда ключ  $K$  разомкнут, э. д. с. самоиндукции поддер-

живает ток в замкнутом контуре, образуемом нагрузкой, индуктивностью и обратным вентилем. При надлежащем выборе частоты замыканий и параметров контура ток нагрузки  $i_n$  не только становится непрерывным, но его периодическая кривая приближается к прямой. В то же время ток  $i$  источника энергии изменяется по прерывистой кривой. Влияние индуктивности создает определенный наклон отрезков кривых токов, зависящий от постоянных времени цепи и контура.

Подобные устройства с механическим регулируемым прерывателем применялись и еще применяются для малых мощностей, но для значительных мощностей они технически несовершенны и экономически себя не оправдывают.

Механический ключ  $K$  может быть заменен управляемым вентилем, полупроводниковым (тиристором, § 11-5) или ионным (игнитроном, § 12-12 или тиратроном, § 12-11).

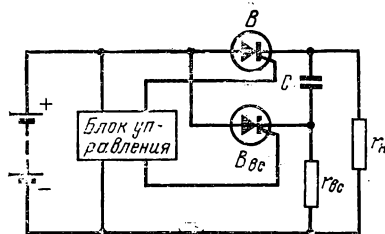


Рис. 7-18. Схема импульсного регулирования посредством управляемых вентилях.

Исключительно малые потери и габариты первого из перечисленных приборов создали условия для широкого распространения импульсного регулирования в силовых электро-технических установках.

Все управляемые вентили имеют три основных электрода: анод, катод и управляющий электрод (сетка в ионных приборах). Первые два включаются в цепь управляемого тока на место ключа  $K$  (рис. 7-18).

Третий электрод служит для открывания вентиля. На этот электрод подается управляющее напряжение, периодически отпирающее вентиль. Для получения этого напряжения достаточно источника малой мощности. Но когда вентиль открыт и ток через него проходит, то управляющий электрод не может его запереть. Необходимо, чтобы сила тока через вентиль снизилась до весьма малого значения, — тогда вентиль заперется, после чего сигнал, поданный на управляющий электрод, сможет его вновь отпереть. Следовательно, при управлении постоянным током необходимо еще второе коммутирующее устройство, периодически запирающее вентиль. В качестве такого устройства может служить конденсатор  $C$ , соединенный с соответствующим переключающим устройством. Конденсатор в определенный момент подключается параллельно главному вентилю  $B$  и подает на его электроды напряжение обратной полярности по отношению к напряжению, создаваемому рабочим током, т. е. с анодом соединяется обкладка конденсатора, заряженная отрицательно, а с катодом — заряженная положительно. Разрядная цепь конденсатора замыкается через два управляемых вентиля  $B$  и  $B_{вс}$ . Воздействие на управляющий электрод вспомогательного вентиля  $B_{вс}$ , отпирая последний, замыкает цепь разрядного тока, направленного против рабочего тока вентиля  $B$ , и этот вентиль запирается. Конденсатор перезаряжается напряжением сети через резистор  $r_{вс}$ , и когда



открывается главный ventиль, конденсатор запирает вспомогательный ventиль  $B_{вс}$ . Практически схема управления отключением ventиля обычно сложнее описанной. Несмотря на эти трудности ш и р о т н о - и м п у л ь с н о е р е г у л и р о в а н и е постоянного тока широко применяется в инверторах — устройствах для преобразования постоянного тока в переменный или трехфазный регулируемой частоты.

При переменном токе управление ventилем существенно упрощается. Управляющее напряжение отпирает ventиль, а запирается он самостоятельно, когда переменный ток в управляемой цепи приближается к нулю. Длительность пропускания тока ventилем регулируется посредством изменения напряжения, подаваемого на управляющий электрод.

Часто для регулирования момента отпирания ventиля удобно использовать вместо регулирования величины управляющего напряжения регулирование его фазы по отношению к управляемому переменному току. В таких случаях используются фазовращающие устройства, примером которых может служить фазовращающая схема (§ 12-11, рис. 12-34).

## Г л а в а в о с ь м а я

### КАТУШКА СО СТАЛЬНЫМ СЕРДЕЧНИКОМ В ЦЕПИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

#### 8-1. ПЕРЕМЕННЫЙ МАГНИТНЫЙ ПОТОК В КАТУШКЕ СО СТАЛЬНЫМ СЕРДЕЧНИКОМ

Для усиления магнитного поля и придания ему должной конфигурации машины и аппараты переменного тока снабжаются ферромагнитными сердечниками, так же как и машины постоянного тока. Но для уменьшения потерь от вихревых токов сердечники для переменного магнитного потока приходится выполнять из листовой электротехнической стали толщиной 0,25—0,5 мм (при промышленной частоте).

Зависимость магнитного потока в ферромагнитном сердечнике от намагничивающего тока изображается петлей гистерезиса или приближенно кривой намагничивания, следовательно, эта зависимость нелинейна, что может существенно осложнять расчеты всех устройств переменного тока с ферромагнетиками. Однако магнитные потоки в большинстве случаев в машинах и аппаратах переменного тока изменяются во времени практически синусоидально. Это вытекает из следующих соотношений.

Если катушка со стальным сердечником включена на переменное синусоидальное напряжение  $u = U_m \sin \omega t$  (рис. 8-1), то переменный

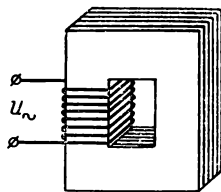


Рис. 8-1. Катушка со стальным сердечником в цепи переменного тока.

ток, протекающий по ее обмотке, возбуждает в сердечнике переменный магнитный поток  $\Phi$ . Последний индуцирует в обмотке э. д. с.  $e = -w d\Phi/dt$ . Эта э. д. с. не связана с изменениями силы тока прямой пропорциональностью, так как индуктивность  $L$  катушки со сталью непостоянна.

Таким образом, ток в обмотке катушки создается совместным действием напряжения  $u$  и э. д. с.  $e$ , индуцируемой в обмотке магнитным потоком, т. е.

$$i = (u + e)/r,$$

где  $r$  — активное сопротивление обмотки катушки.

Подставив в это выражение значения  $u$  и  $e$ , получим:

$$U_m \sin \omega t = ir + w d\Phi/dt.$$

Активное падение напряжения  $ir$  обычно мало, и для анализа общего характера процесса им можно пренебречь и считать, что  $U_m \sin \omega t = w d\Phi/dt$  на основании чего легко найти закон изменения во времени магнитного потока в сердечнике  $d\Phi = \frac{U_m}{w} \sin \omega t dt$ ,

$$\begin{aligned} \Phi &= \frac{U_m}{w} \int \sin \omega t dt = -\frac{U\sqrt{2}}{\omega w} \cos \omega t + A = \\ &= \frac{U\sqrt{2}}{2\pi f w} \sin \left( \omega t - \frac{\pi}{2} \right) + A. \end{aligned}$$

Постоянная интегрирования  $A$  изображает некоторый постоянный магнитный поток, который в сердечниках аппаратов переменного тока во время установившегося режима работы отсутствует. Следовательно,  $A = 0$ , а магнитный поток

$$\Phi = \frac{U}{4,44fw} \sin \left( \omega t - \frac{\pi}{2} \right),$$

т. е. синусоидальное напряжение на зажимах катушки заставляет поток в сердечнике катушки изменяться во времени тоже синусоидально:

$$\Phi = \Phi_m \sin \left( \omega t - \frac{\pi}{2} \right),$$

где

$$\Phi_m = U/4,44fw. \quad (8-1)$$

Мы пренебрегли выше величиной  $ir$ . Для выявления характера изменения потока во времени это не имело сколько-нибудь существенного значения. Но при расчетах роль активного сопротивления часто нужно учитывать. Соотношение (8-1) можно рассматривать лишь как ориентировочно связывающее действующее значение напряжения  $U$ , амплитуду потока  $\Phi_m$  и число витков  $w$  катушки.

С достаточной степенью точности можем считать поток изменяющимся синусоидально, но вопроса о расчете значения его амплитуды можем пока не касаться. Однако через эту амплитуду можно выра-

зить действующее значение э. д. с., индуцируемой потоком в обмотке катушки:

$$e = -w \, d\Phi/dt.$$

Для упрощения записи начальную фазу потока положим равной нулю:  $\Phi = \Phi_m \sin \omega t$ , следовательно,  $e = -\omega w \Phi_m \cos \omega t = \omega w \Phi_m \sin (\omega t - \pi/2)$ , т. е. индуцируемая э. д. с. отстает по фазе от индуцирующего ее потока на четверть периода. В выражении э. д. с. функцией времени является только  $\sin (\omega t - \pi/2)$ ; положив его равным единице, получим амплитудное значение э. д. с.

$$E_m = \omega w \Phi_m;$$

действующее значение э. д. с.

$$E = E_m/\sqrt{2} = \omega w \Phi_m/\sqrt{2} = 2\pi f w \Phi_m/\sqrt{2} = 4,44 f w \Phi_m. \quad (8-2)$$

Это выражение используется для расчетов э. д. с., индуцируемой в обмотках трансформаторов, поэтому его часто называют уравнением трансформаторной э. д. с.

## 8-2. ПЕРЕМЕННЫЙ ТОК, НАМАГНИЧИВАЮЩИЙ СТАЛЬ

Синусоидальное напряжение на зажимах катушки вынуждает поток в ее сердечнике изменяться также синусоидально. Но синусоидальное изменение магнитного потока обуславливает изменение во времени намагничивающего тока по кривой, существенно отступающей от синусоиды.

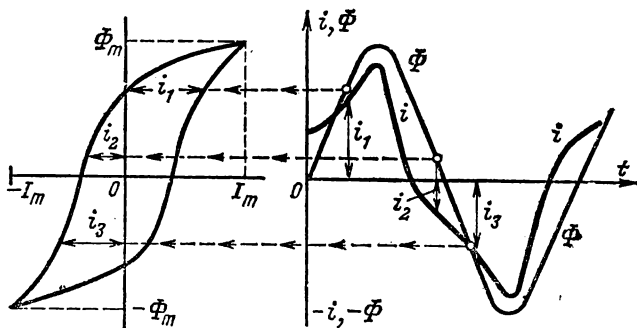


Рис. 8-2. Построение кривой мгновенных значений намагничивающего тока на основании петли гистерезиса ферромагнетика.

Связь между потоком в ферромагнитном сердечнике и током, возбуждающим этот поток, изображается петлей гистерезиса материала сердечника. Построив кривую синусоидального изменения потока во времени (рис. 8-2), легко графически при посредстве петли гистерезиса определить и кривую изменений намагничивающего тока во времени. Амплитуда кривой тока совпадает во времени с амплитудой потока, но нулевая фаза тока из-за влияния гисте-

резиса будет опережать нулевую фазу потока. Этого одного достаточно, чтобы убедиться в явной несинусоидальности кривой намагничивающего тока. Влияние насыщения стали вызывает возникновение пика в кривой тока, соответствующего середине полупериода кривой потока. Чем больше магнитная индукция в сердечнике, тем выше и острее этот пик. Сопоставив кривую намагничивающего тока с кривой, полученной путем сложения двух синусоид, частота одной из которых в 3 раза больше другой (рис. 8-3), мы видим, что насыщение ферромагнетика вызывает возникновение значительной третьей гармонической составляющей в кривой намагничивающего тока.

Однако при расчетах цепей, содержащих катушки со стальным сердечником, в большинстве случаев допустимо существенное упрощение реальных условий, заключающееся в замене действительного несинусоидального намагничивающего тока эквивалентным синусоидальным током. Тем самым реальная катушка со стальным сердечником заменяется условным эквивалентным элементом, в котором

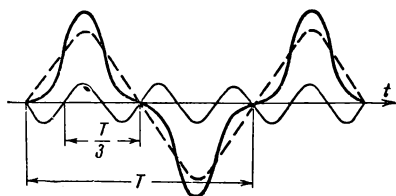


Рис. 8-3. Влияние третьей гармонической составляющей на форму периодической кривой.

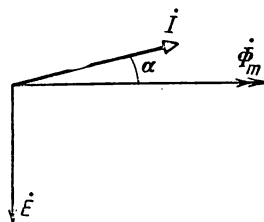


Рис. 8-4. Векторы потока и намагничивающего тока.

синусоидальный магнитный поток возбуждается синусоидальным намагничивающим током. Условием эквивалентности синусоидального тока несинусоидальному является равенство действующих значений этих токов и равенство вызываемых ими потерь.

Замена синусоидальным током действительного несинусоидального тока существенно упрощает все расчеты, так как дает возможность построить для катушки со стальным сердечником векторную диаграмму и применить все методы расчета цепей синусоидального тока. Такая замена применяется для всех машин и аппаратов переменного тока. Однако не во всех случаях такая замена допустима.

Несинусоидальный намагничивающий ток проходит через нулевое значение раньше, чем возбуждаемый им магнитный поток (рис. 8-2), в соответствии с чем и вектор эквивалентного намагничивающего тока должен опережать по фазе вектор магнитного потока в сердечнике на некоторый угол  $\alpha$ , называемый углом магнитного запаздывания (рис. 8-4). Этот угол рассчитывается на основании величины потерь в сердечнике от гистерезиса и вихревых токов при переменном намагничивании.

Как на векторных диаграммах, так и в расчетных формулах переменного тока обычно рассматривается амплитудное значение потока  $\Phi_m$  (так же как  $B_m$  и  $H_m$ ), ввиду того что понятие действующ-

щего значения для магнитного потока не имеет физического смысла. Но иногда в технической литературе понятие действующего значения формально применяется и к синусоидально изменяющемуся во времени магнитному потоку: действующим значением потока считают  $\Phi = \Phi_m / \sqrt{2}$ .

### 8-3. МАГНИТНЫЙ ПОТОК РАССЕЯНИЯ

Хотя магнитная проницаемость стали сердечника катушки во много раз больше магнитной проницаемости воздуха, тем не менее это величины соизмеримые. Вследствие этого небольшая, но заметная часть магнитного потока катушки, возбуждаемого ее н. с., замыкается полностью или частично в воздухе помимо сердечника (рис. 8-5). Эту часть магнитного потока условимся называть потоком рассеяния  $\Phi_p$ . Явление магнитного рассеяния в электрических машинах и аппаратах имеет большое практическое значение. Уточняя наши представления об явлениях в катушке, мы в дальнейшем будем считать, что поток, сцепленный с катушкой, складывается из потока в сердечнике  $\Phi$  и небольшого потока рассеяния  $\Phi_p$ .

Поток в сердечнике, как отмечено выше, связан с намагничивающим током нелинейной зависимостью и не совпадает с ним по фазе. Но величина потока рассеяния согласно закону Ома для магнитной цепи (см. § 4-6) определяется магнитным сопротивлением пути потока в воздухе  $R_{м,воз}$  и незначительным магнитным сопротивлением стали (если поток  $\Phi_p$  часть пути проходит в стали).

Таким образом,

$$\Phi_p = iw / R_{м,воз}. \quad (8-3)$$

Но

$$R_{м,воз} = \text{const.}$$

Следовательно, можно считать, что  $\Phi_p = \text{const} \cdot i$ , т. е. в отличие от потока в сердечнике поток рассеяния линейно зависит от намагничивающего тока и совпадает с этим током по фазе, в соответствии с чем вектор потока рассеяния  $\dot{\Phi}_{pm}$  должен совпадать по направлению с вектором намагничивающего тока (рис. 8-5).

Потокосцепление рассеяния  $\Psi_p = w\Phi_p$ , если условно принять, что поток рассеяния сцепляется со всеми витками катушки. Это потокосцепление прямо пропорционально току, а коэффициент пропорциональности между током и потокосцеплением, им возбуждае-

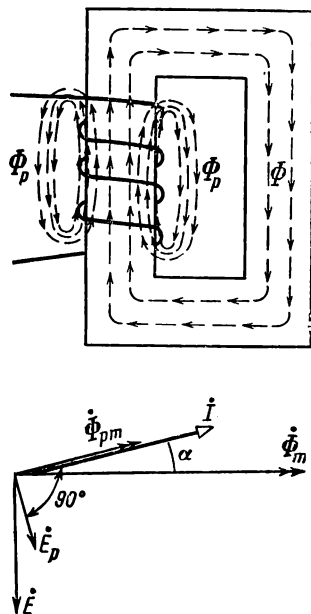


Рис. 8-5. Схема путей магнитных потоков катушки и векторы этих потоков.

мым, есть индуктивность (§ 4-9), в данном случае называемая индуктивностью рассеяния

$$L_p = \Psi_p / i.$$

В обмотке катушки поток рассеяния индуцирует э. д. с.

$$e_p = - d\Psi_p / dt = - L_p di / dt.$$

Мы условно приняли, что ток  $i$  изменяется во времени синусоидально, следовательно, действующее значение э. д. с. рассеяния изображается вектором

$$\dot{E}_p = - \dot{I} j \omega L_p = - \dot{I} j x_p.$$

Величина  $x_p$  называется индуктивным сопротивлением рассеяния и является одним из важнейших параметров трансформаторов и машин переменного тока.

Учитывая наличие рассеяния, следует принимать во внимание влияние индуцируемой им э. д. с. на силу тока, т. е. считать, что сила тока определяется совместным действием напряжения  $u$ , э. д. с.  $e$ , индуцируемой потоком в сердечнике, и э. д. с.  $e_p$ , т. е.:

$$i = (u + e + e_p) / r,$$

поэтому напряжение на зажимах катушки

$$u = (-e) + ir + (-e_p).$$

Алгебраической сумме мгновенных значений синусоидальных величин соответствует геометрическая сумма векторов этих величин:

$$\dot{U} = (-\dot{E}) + \dot{I} r + (-\dot{E}_p),$$

так как

$$\dot{E}_p = -\dot{I} j x_p,$$

то, следовательно, уравнение напряжения на зажимах катушки может быть записано в следующем виде:

$$\dot{U} = (-\dot{E}) + \dot{I} (r + j x_p) = (-\dot{E}) + \dot{I} Z, \quad (8-4)$$

где  $Z$  называется полным внутренним сопротивлением обмотки катушки.

#### 8-4. ВЕКТОРНАЯ ДИАГРАММА И ЭКВИВАЛЕНТНАЯ СХЕМА КАТУШКИ СО СТАЛЬНЫМ СЕРДЕЧНИКОМ

Соотношение напряжения и тока в катушке со стальным сердечником наглядно иллюстрирует ее векторная диаграмма. В качестве исходного вектора такой диаграммы удобно взять (как это делается для трансформаторов и многих машин переменного тока) вектор магнитного потока в сердечнике  $\dot{\Phi}_m$  (рис. 8-6).

Вектор намагничивающего тока  $\dot{I}$  опережает вектор  $\dot{\Phi}_m$  на угол магнитного запаздывания  $\alpha$ . Как отмечалось выше, мы рассматри-

ваем в этом случае синусоидальный ток  $I$ , эквивалентный фактическому несинусоидальному намагничивающему току. Этот ток можно считать состоящим из тока  $I_\phi$ , возбуждающего магнитный поток  $\Phi_m$  и совпадающего с этим потоком по фазе, и тока  $I_\pi$ , обусловленного потерями в сердечнике катушки от гистерезиса и вихревых токов; таким образом,

$$I = \sqrt{I_\phi^2 + I_\pi^2}$$

По отношению к  $\dot{\Phi}_m$  вектор э. д. с.  $\dot{E}$ , индуцируемой им в катушке, отстает на  $90^\circ$ . Вектор э. д. с.  $\dot{E}_p$ , индуцируемой потоком рассеяния, отстает от вектора потока рассеяния, а следовательно, и от вектора тока  $I$  на  $90^\circ$ .

Согласно уравнению (8-4) напряжение

$$\dot{U} = (-\dot{E}) + \dot{I}r + \dot{I}jx_p$$

На основании этого выражения определяем вектор  $\dot{U}$  через его составляющие. Строим вектор  $(-\dot{E})$ , прямо противоположный вектору  $\dot{E}$ . Это — часть напряжения катушки  $\dot{U}' = -\dot{E}$ , которая уравнивает э. д. с., индуцируемую в обмотке потоком в сердечнике. К вектору  $(-\dot{E})$  прибавляем вектор  $\dot{I}r$  активного падения напряжения в обмотке, параллельный вектору тока  $I$ . Затем к этой векторной сумме прибавляем еще вектор  $\dot{I}jx_p$ , опережающий на  $90^\circ$  вектор тока  $I$ , а следовательно, и вектор  $\dot{I}r$ . Путем такого сложения векторов находим вектор  $\dot{U}$  напряжения на зажимах катушки, опережающий на угол  $\varphi$  вектор ее тока. Гипотенузой треугольника внутренних падений напряжений обмотки катушки служит вектор  $\dot{I}Z$ . Как мы увидим в дальнейшем, векторная диаграмма катушки со стальным сердечником мало отличается от векторной диаграммы трансформатора при холостом ходе.

Для ряда расчетов удобно заменить катушку со стальным сердечником эквивалентной схемой (схемой замещения), состоящей из нескольких электрически соединенных элементов. Основанием для составления такой схемы служит уравнение катушки

$$\dot{U} = \dot{I}Z + (-\dot{E}) = \dot{I}Z + \dot{U}',$$

где

$$\dot{I} = \dot{I}_\phi + \dot{I}_\pi,$$

а также ее векторная диаграмма.

Можно рассматривать последние два уравнения как уравнения двух законов Кирхгофа для смешанного соединения, показанного

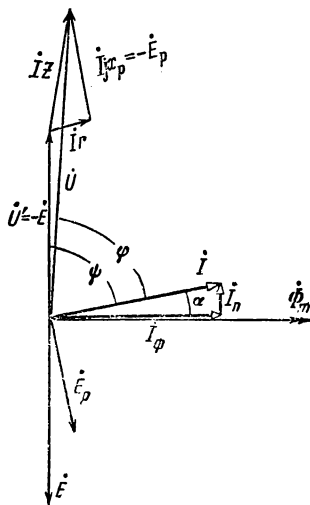


Рис. 8-6. Векторная диаграмма катушки со стальным сердечником.

на рис. 8-7. Ток  $I$  проходит через участок  $Z = r + jx_p$ , обладающий постоянными параметрами. Затем этот ток распределяется по двум ветвям. Одна из них — ветвь собственно намагничивающего тока

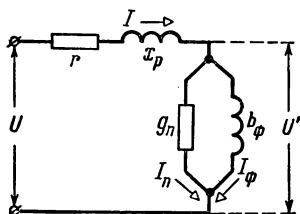


Рис. 8-7. Эквивалентная схема катушки со стальным сердечником.

обмотку катушки, и из разветвленного участка, изображающего магнитную цепь (собственно сердечник) катушки; параметры этого участка  $b_\phi$  и  $g_n$  непостоянны.

$I_\phi$  — обладает лишь реактивной проводимостью  $b_\phi$ . Ко второй ветви отнесен ток  $I_n$ , обусловленный потерями в стали. Эта ветвь обладает только активной проводимостью  $g_n$ . Параметры этих двух параллельных ветвей определяются на основании расчета тока  $I$ , на чем мы остановимся в дальнейшем. Они зависят нелинейно от напряжения  $U'$ , т. е. от режима работы катушки. Таким образом, эквивалентная схема катушки состоит из участка  $Z$  с постоянными параметрами  $r$  и  $x_p$ , изображающего обмотку катушки, и из разветвленного участка, изображающего магнитную цепь (собственно сердечник) катушки; параметры этого участка  $b_\phi$  и  $g_n$  непостоянны.

## 8-5. ПОТЕРИ В СТАЛИ ПРИ ПЕРЕМЕННОМ НАМАГНИЧИВАНИИ

Для ориентировочного расчета намагничивающего тока катушки можно пренебречь обычно малым падением напряжения  $\dot{I}Z = \dot{I}(r + jx_p)$  и считать, что  $\dot{U} = -\dot{E}$ . Соответствующая упрощенная векторная диаграмма дана на рис. 8-8.

Потери в стали сердечника от гистерезиса за один цикл перемагничивания пропорциональны площади петли гистерезиса (§ 4-4). Как показывают экспериментальные исследования, петля гистерезиса при переменном токе существенно отличается от петли гистерезиса, полученной путем циклического перемагничивания постоянным током. Потери от гистерезиса в стали в основном определяются по экспериментальным формулам. Эти потери пропорциональны частоте; зависимость их от амплитуды магнитной индукции нелинейна. В общем виде мощность потерь от гистерезиса

$$P_r = \sigma_r f B_m^n G; \quad (8-5)$$

где  $f$  — частота;  $G$  — масса сердечника;  $\sigma_r$  — гистерезисный коэффициент, значение которого зависит от сорта стали и определяется из опыта.

Значение показателя степени  $n$  амплитуды магнитной индукции можно считать  $n = 1,6$  при  $B_m < 1\text{Т}$ ,  $n = 2$  при  $B_m > 1\text{Т}$ .

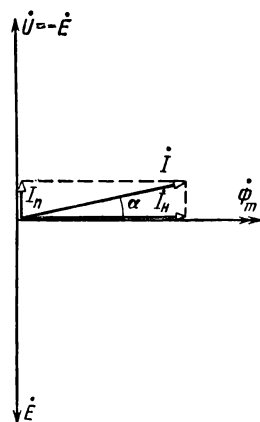


Рис. 8-8. Упрощенная векторная диаграмма катушки.



Потери от вихревых токов могут быть рассчитаны теоретически на основании следующего. В массивном сердечнике, пронизываемом переменным магнитным потоком, индуцированные токи замыкаются в самой массе металла, образуя своеобразные вихри (рис. 8-9, а). Эти вихревые токи (называемые также токами Фуко) вызывают соответствующие потери энергии, и, кроме того, они обладают размагничивающим действием, так как согласно принципу Ленца их собственное магнитное поле является размагничивающим по отношению к магнитному полю, их индуктирующему. Первые трансформаторы, изготовленные с массивными сердечниками, не могли работать из-за размагничивающего действия вихревых токов. Это размагничивающее действие зависит от н. с. вихревых токов, а последняя уменьшается от центра к периферии сердечника. В результате имеет место магнитный поверхностный эффект — вытеснение основного магнитного потока из внутренней части сечения сердечника. Явление это подобно поверхностному эффекту в проводах при переменном токе (§ 5-5). Так как вихревые токи пропорциональны частоте, то и вытеснение магнитного потока увеличивается с повышением частоты переменного тока.

Для уменьшения вихревых токов в ферромагнитных сердечниках, во-первых, можно уменьшать площадь контуров, охватываемых вихревыми токами, во-вторых, можно увеличивать электрическое сопротивление самого ферромагнетика.

Для уменьшения площади контуров вихревых токов при частотах до 20 кГц сердечники собираются из листов электрической стали, изолированных лаком. Плоскость листов должна быть параллельна направлению магнитного потока, для того чтобы не увеличивать магнитное сопротивление на пути потока. Благодаря делению сечения сердечника на пластины вихревые токи существенно уменьшаются, так как уменьшается магнитный поток, с которым сцепляется каждый из контуров тока, а сопротивление на пути токов относительно возрастает, так как токи замыкаются по узким вытянутым путям (рис. 8-9, б). При промышленной частоте толщина листов берется 0,35—0,5 мм. Для более высоких частот толщина листов уменьшается до 0,02—0,05 мм.

Для увеличения электрического сопротивления самого ферромагнетика к железу добавляется 0,5—4,5% кремния (Si); такая присадка сильно увеличивает электрическое сопротивление материала сердечника и мало влияет на его магнитные свойства. Для частот до 50 МГц применяются сердечники из магнитодиэлектриков — это прессмасса, состоящая из зерен ферромагнитного вещества, разделенных диэлектриком.

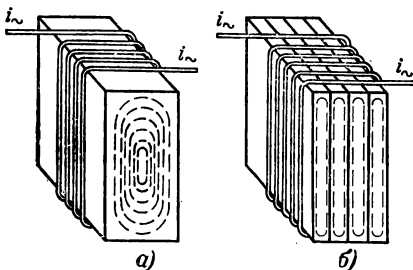


Рис. 8-9. Вихревые токи.

а — в массивном сердечнике; б — в пластинчатом сердечнике.

Ориентировочно мощность потерь от вихревых токов может быть определена на основании следующего: э. д. с.  $E_v$ , индуцируемая в массе ферромагнетика, может быть выражена на основании уравнения (8-2)

$$E_v = 4,44f\Phi_m = 4,44fSB_m,$$

где  $S$  — сечение сердечника, охватываемого данным контуром вихревого тока.

Мощность потерь в контуре вихревого тока

$$P_{v, \text{кон}} = E_{vg}^2,$$

где  $g$  — активная проводимость ферромагнетика.

На основании этих соотношений мощность потерь на вихревые токи может быть выражена формулой

$$P_v = \sigma_v f^2 B_m^2 \gamma G, \quad (8-6)$$

где  $G$ , как и выше, — масса сердечника;  $\gamma$  — удельная проводимость;  $\sigma_v$  — коэффициент вихревых токов, значение которого зависит от сорта стали и размеров листов стали.

Следовательно, при обычно применяемых индукциях свыше 1 Т можно считать суммарные потери в стали пропорциональными  $B_m^2$ , а следовательно,  $\Phi_m^2$ . Таким образом, мощность потерь в стали  $P_c$  пропорциональна квадрату амплитуды потока, подобно тому как потери в меди обмотки пропорциональны квадрату тока.

При расчетах электротехнических устройств для определения потерь в стали применяются справочные таблицы, в которых дается зависимость суммарных потерь в стали от амплитуды магнитной индукции. Примером может служить табл. 8-1.

Таблица 8-1

Удельные потери в листовой электротехнической стали при разных значениях индукции

$B_m$ , Т	Э41-0,35, Вт/кг	Э41-0,50, Вт/кг	Примечание
0,6	0,585	0,685	Обозначения в марках стали: Э — электротехническая; первая цифра — степень легирования (кремнием), например 4 — высоколегированная; вторая цифра определяет электромагнитные свойства: 1 — нормальные потери при частоте 50 Гц; 0,35 и 0,50 — толщина листа в миллиметрах
0,7	0,685	0,890	
0,8	0,855	1,13	
0,9	1,05	1,38	
1,0	1,30	1,64	
1,1	1,61	1,92	
1,2	1,94	2,24	
1,3	2,31	2,58	
1,4	2,66	2,95	
1,5	3,00	3,40	

## 8-6. РАСЧЕТ ПЕРЕМЕННОГО НАМАГНИЧИВАЮЩЕГО ТОКА

Если считать заданным сечение  $S_c$  сердечника катушки, то для определенного значения напряжения  $U$  на зажимах катушки число витков (8-1)

$$w = U / 4,44f S_c B_m.$$

Значение магнитной индукции выбирается на основании магнитной характеристики стали, например для трансформаторной стали часто берется  $B_m = 1 \div 1,5$  Т (10 000—15 000 Гс).

Чтобы определить необходимое сечение  $S_{\text{пр}}$  провода обмотки, необходимо определить намагничивающий ток  $I$ . Его составляющая  $I_H$  определяется при помощи закона полного тока, как при расчете магнитной цепи постоянного тока (§ 4-5). На основании выбранной магнитной индукции  $B_m$  по кривой намагничивания определяется напряженность  $H_m$  (рис. 8-10). Если магнитопровод катушки неоднороден, то эта операция должна быть повторена для каждого из его участков.

Однако, при таком ориентировочном расчете не учитывается несинусоидальность тока  $I_H$ . Это особенно существенно, если  $B_m > 1$  Т.

Затем действующее значение реактивной составляющей тока, т. е.  $I_H$ , определяется на основании закона полного тока:

$$I_H = \sum_{k=1}^n H_{mk} l_k / \sqrt{2} w. \quad (8-7)$$

Активная составляющая тока определяется на основании потерь в стали. Для выбранного значения магнитной индукции  $B_m$  по кривым или таблицам определяются  $P_{\text{с0}}$  — удельные потери в стали от гистерезиса и вихревых токов. Затем на основании массы сердечника  $G = \gamma_c l_{\text{ср}} S_c$  (здесь  $\gamma_c$  — плотность стали) определяются потери  $P_c = P_{\text{с0}} G$ , а на основании потерь активный ток

$$I_H = P_c / U. \quad (8-8)$$

Следовательно, с учетом потерь в стали полный намагничивающий ток катушки будет  $I = \sqrt{I_H^2 + I_{\text{п}}^2}$ .

В большинстве электротехнических устройств типа катушек со сталью активный ток  $I_H \leq 0,1 I_H$ , поэтому если нужно рассчитать только значение  $I$ , то активным током можно пренебречь и считать

$$I = I_H.$$

## 8-7. ЯВЛЕНИЯ ФЕРРОРЕЗОНАНСА

Резонансом в цепях переменного тока мы называем совпадение частоты источника тока с собственной частотой колебательного контура. Однако явления резонанса принимают весьма своеобразную форму, называемую феррорезонансом, если в колебательный контур как составная часть входит катушка со стальным сердечником.

Индуктивность такой катушки  $L = \Psi / i = w \Phi / i$  — величина непостоянная из-за того, что нелинейна зависимость потока в сердечнике катушки от силы тока. Вследствие этого при изменениях силы тока изменяется и собственная частота колебательного контура. В результате в колебательном контуре, содержащем катушку со

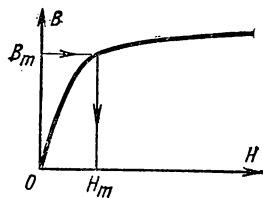


Рис. 8-10. Определение напряженности поля в ферромагнетике с помощью кривой намагничивания.

стальным сердечником, при неизменной частоте источника электро-энергии резонанс может быть вызван посредством изменения напря-жения на зажимах колебательного контура, без регулирования индуктивности или емкости. В зависимости от способа соединения колебательного контура возможны две основные формы феррорезо-нанса: феррорезонанс напряжений и феррорезонанс токов.

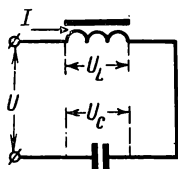


Рис. 8-11. Цепь феррорезонанса напряжений.

Феррорезонанс напряжений может возникнуть в цепи, состоящей из соединенных последовательно емкости и катушки со стальным сердечником (рис. 8-11). Сердечник этот должен быть замкнутым, так как воздушный промежуток в маг-нитной цепи сильно уменьшает изменение индук-тивности  $[L = w^2 / (R_{м.воз} + R_{м.ст})]$ . Ток в подобной цепи несинусоидален, но частичные напряжения, как показывают осциллограммы, искажены значительно меньше. Для изучения общего хода процесса пренебрежем потерями в цепи, а следовательно, активными составляющими напряжений. При таком упрощении напряжение на зажимах цепи

$$\dot{U} = \dot{U}_L + \dot{U}_C = i j \omega L + i (1 / j \omega C),$$

во  $\dot{U}_L$  и  $\dot{U}_C$  прямо противоположны по фазе; следовательно, напря-жение на зажимах цепи равно простой разности частичных напря-жений:

$$U = U_L - U_C.$$

Эту разность легко определить графически. Построим в общей системе координат вольт-амперные характеристики  $U_L = F_1(I)$  и  $U_C = F_2(I)$  (рис. 8-12). Поскольку мы пре-небрегаем активной составляющей  $U_L = -E_L = 4,44 f w \Phi_m$ , кривая  $U_L = F_1(I)$  по форме будет сходна с кривой намагничи-вания стали. Зависимость  $U_C = I (1 / \omega C) = F_2(I)$  изобразится прямой линией, обра-зующей с осью абсцисс угол  $\alpha = \arctg (1 / \omega C)$ . Отрезки ординат между этой прямой и кри-вой  $U_L = F_1(I)$  будут равны  $U$  — напря-жению на зажимах цепи, на основании чего легко построить кривую зависимости этого напряжения от силы тока.

На основании такого графического по-строения можно проследить изменения усло-вий в цепи при постепенном повышении напряжения  $U$ . При малых значениях этого напряжения режим цепи изображается нижними ветвями кривых: сила тока в цепи мала и от-стает по фазе от напряжения  $U$  на четверть периода, так как в цепи преобладает реакция индуктивности. Оба частичных напряжения малы, но  $U_L$  в несколько раз больше  $U_C$ . По мере постепенного по-

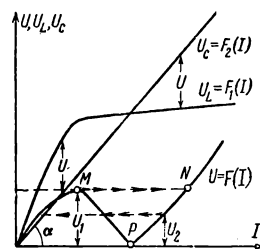


Рис. 8-12. Вольт-ампер-ные характеристики цепи феррорезонанса напря-жений.

вышения напряжения  $U$  сила тока и частичные напряжения возрастают, но в цепи сохраняется преобладание реакции индуктивности и напряжение на катушке продолжает в несколько раз превосходить напряжение на емкости.

Наконец, напряжение на зажимах цепи приближается к критическому значению, определяемому точкой  $M$  — точкой касания к кривой  $U = F(I)$  — прямой, параллельной оси абсцисс. Дальнейшее плавное изменение тока в цепи становится невозможным, так как при преобладании реакции индуктивности точке  $M$  соответствует предельное значение напряжения  $U_1$  на зажимах цепи, при котором еще возможен режим с преобладанием реакции индуктивности. Дальнейшее повышение напряжения  $U$  увеличивает силу тока, но при этом уменьшает разность  $U_L - U_C$ , изображаемую отрезком ординаты, а следовательно, в цепи нарушается равновесие напряжений, так как при  $U > U_1$  напряжение  $U > (U_L - U_C)$ . Быстрое возрастание силы тока продолжается; цепь переходит к условиям, когда в ней преобладает реакция емкости ( $U_C > U_L$ ), и, наконец, равновесие напряжений восстанавливается при  $U = U_C - U_L$ . Этому условию соответствует точка  $N$  на вольт-амперной характеристике.

Таким образом, режим цепи при плавном повышении напряжения на зажимах изменяется скачкообразно. Вольт-амперная характеристика цепи  $F(U, I)$  имеет разрыв между точками  $M$  и  $N$ . Незначительное повышение напряжения  $U$  свыше критического значения  $U_1$  вызывает скачкообразное увеличение во много раз силы тока и напряжения на емкости, при этом напряжение на индуктивности возрастает в значительно меньшей степени. При дальнейшем повышении напряжения на зажимах сила тока и напряжение на емкости возрастают пропорционально  $U$ , а напряжение на индуктивности увеличивается относительно медленно.

Если же постепенно понижать напряжение, начиная со значения, большего критического, т. е. с  $U > U_1$ , то сила тока и напряжение на емкости будут убывать пропорционально уменьшению  $U$ , а напряжение на катушке будет понижаться относительно медленно.

Когда  $U$  станет равным  $U_1$ , никакого скачкообразного изменения режима не произойдет, так как режим с преобладанием реакции емкости устойчив, и, постепенно понижая напряжение до нуля, можно было бы осуществить условие резонанса напряжений  $U_C = U_L$ , которому соответствует точка  $P$ . В действительности из-за наличия активной составляющей, обусловленной потерями, при напряжении на зажимах цепи  $U_2$ , удовлетворяющем условию  $0 < U_2 < U_1$ , происходит второе скачкообразное изменение режима цепи — переходом к условиям преобладания реакции индуктивности. При этом втором скачке во много раз уменьшается сила тока и напряжение на емкости. Напряжение на индуктивности  $U_L$  уменьшается в значительно меньшей степени. Теперь после второго скачка  $U_L > U_C$  и опять, как и в начале,

$$U = U_L - U_C.$$

Если построить кривые зависимости силы тока и частичных напряжений от напряжения  $U$ , то они будут петлевыми (рис. 8-13) и будут иметь два разрыва, соответствующих значениям напряжений  $U = U_1$  (верхний разрыв) и  $U = U_2$  (нижний разрыв). В пределах от  $U_1$  до  $U_2$  одному и тому же значению напряжения на зажимах соответствуют два режима цепи: режим, когда сердечник катушки не насыщен ( $U_L > U_C$ ), и режим, когда сердечник насыщен ( $U_L < U_C$ ).

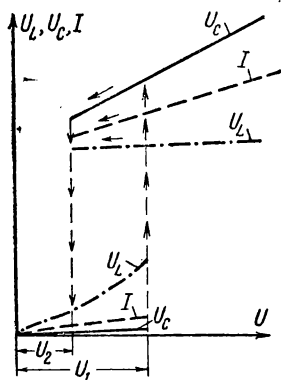


Рис. 8-13. Характеристики цепи феррорезонанса напряжений.

При включении цепи под напряжение  $U < U_1$ , но  $U > U_2$  в цепи устанавливается режим сильного тока или режим слабого тока в зависимости от мгновенного значения напряжения на зажимах цепи  $u$  в момент включения.

Падающий участок между точками  $M$  и  $P$  характеристики  $U = F(I)$  соответствует неустойчивому режиму цепи, так как в условиях этого участка увеличение силы тока вызывает уменьшение разности  $U_L - U_C$ .

В условиях насыщенного сердечника напряжение на катушке мало изменяется при изменении напряжения  $U$ . Это обстоятельство используется в широко применяемых феррорезонансных стабилизаторах, в которых напряжение катушки служит выходным стабилизированным напряжением.

Явления феррорезонанса токов имеют место при параллельном соединении катушки со стальным сердечником и ем-

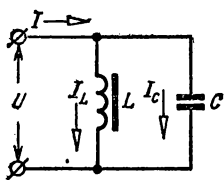


Рис. 8-14. Цепь феррорезонанса токов.

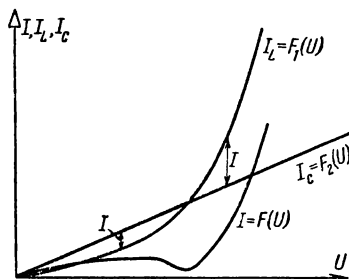


Рис. 8-15. Характеристики цепи феррорезонанса токов.

кости (рис. 8-14). Если пренебречь влиянием потерь и высших гармонических составляющих, то общий ток  $I = I_C + I_L$  или  $I = I_C - I_L$ . Этот ток может быть определен графически (рис. 8-15) как разность ординат кривых  $I_L = F_1(U)$  и  $I_C = F_2(U)$ . С увеличением напряжения ток  $I$  сначала увеличивается, затем уменьшается до некоторого минимума, соответствующего условиям резонанса токов, после чего, когда  $I_L > I_C$ , вновь увеличивается. Никаких разрывов характеристики цепи феррорезонанса токов не имеют.

# Глава девятая

## ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ

### 9-1. ДВА ЗАКОНА КОММУТАЦИИ

Переходными процессами называются явления, имеющие место в электрических цепях при изменении их режима.

Теперь необходимо ознакомиться с общими принципами исследования переходных процессов, так как в современной электротехнике они имеют большое значение, и их роль возрастает по мере увеличения быстродействия технических устройств.

Для определения начальных условий при переходных процессах используют два закона коммутации электрических цепей.

Согласно первому закону коммутации сила тока, проходящего через индуктивность, не может изменяться скачкообразно. Такого скачка силы тока не допустит противодействие бесконечно большой э. д. с. самоиндукции:

$$e_L = -L \cdot \Delta i / 0 = \infty.$$

Часто удобнее исходить из того, что магнитный поток не может скачкообразно изменяться, так как скачок энергии поля потребовал бы наличия бесконечно большой мощности.

В качестве простейшего примера на применение первого закона коммутации рассмотрим включение под постоянное напряжение цепи, состоящей из соединенных последовательно индуктивности  $L$  и резистора  $r$  (рис. 9-1). Согласно дифференциальному уравнению (4-18) такой цепи напряжение на ее входе

$$U = ir + L di/dt,$$

на основании чего

$$\frac{r}{L} dt = \frac{di}{U/r - i},$$

где  $U/r = I$  — сила тока, которая должна установиться в цепи по окончании переходного процесса. Интегрируем это уравнение и, обозначив через  $\ln A$  постоянную интегрирования

$$-\frac{r}{L} = \ln \frac{I-i}{A},$$

потенцируем последнее выражение:

$$e^{-\frac{r}{L}t} = \frac{I-i}{A}. \quad (9-1)$$

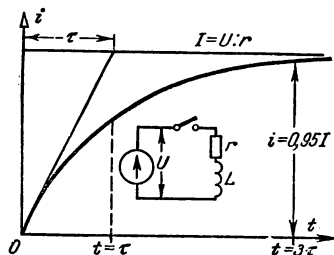


Рис. 9-1. Схема цепи, содержащей индуктивность и резистор, и кривая возрастания силы тока в этой цепи.

В начальный момент  $t = 0$  сила тока в цепи  $i_0 = 0$ , так как согласно первому закону коммутации сила тока не может изменяться скачком, а до замыкания цепи она равнялась нулю.

Следовательно,  $A = I$ , на основании чего уравнение нарастания тока в рассматриваемой цепи будет следующим:

$$i = I \left( 1 - e^{-\frac{r}{L} t} \right). \quad (9-2)$$

Во время переходного процесса изменение силы тока выражается экспоненциальной функцией (рис. 9-1), такой же по форме, как и выражающая температуру при нагревании проводника током (§ 1-1). Постоянный коэффициент  $L/r$  в показателе степени определяет скорость нарастания силы тока. Этот коэффициент имеет размерность времени ( $[L/r] = \text{Ом} \cdot \text{с} / \text{Ом} = \text{с}$ ) и именуется постоянной времени цепи  $\tau = L/r$ . Она равна тому времени, за которое сила тока  $i$  могла бы возрасти до конечного значения  $I$ , если бы скорость возрастания силы тока  $di/dt$  оставалась неизменной и равной начальному значению (при  $t = 0$ ).

Эту начальную скорость можно определить на основании дифференциального уравнения цепи, обратившись к начальным условиям. Умножив эту начальную скорость на постоянную времени  $\tau$ , найдем, что спустя время  $\tau$  после замыкания цепи сила тока достигнет значения

$$\left( \frac{di}{dt} \right)_0 \tau = \frac{U}{L} \tau = \frac{U}{L} \frac{L}{r} = \frac{U}{r} = I.$$

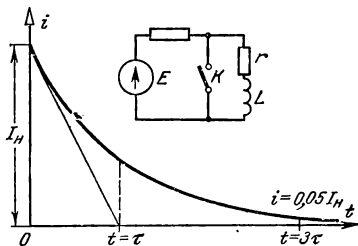


Рис. 9-2. Схема замыкания коротко ветви, содержащей индуктивность и резистор; кривая уменьшения тока в этой ветви.

Как при всех экспоненциальных процессах, переходный режим можно считать практически закончившимся спустя время  $t = 3\tau$ , когда сила тока достигнет значения  $i = 0,95 I$ , или точнее, спустя время  $t = 5\tau$ , когда  $i \approx 0,99 I$ .

Легко составить уравнение убывания силы тока при замыкании накоротко ключом  $K$  (рис. 9-2) катушки, обладающей кроме индуктивности  $L$ , также активным сопротивлением  $r$ . Подобные условия имеют место в обмотках ряда электрических машин и аппаратов при их отключении от сети. Ток в замкнутом контуре индуктивности в течение некоторого времени после отключения поддерживается за счет энергии, накопленной в магнитном поле э. д. с. самоиндукции, следовательно,

$$i = e_L / r$$

или

$$0 = ir + L di/dt.$$

Преобразовав и проинтегрировав это уравнение, после потенцирования получим:

$$A e^{-(r/L)t} = i.$$



Согласно первому закону коммутации в первый момент после замыкания ключа  $K$ , т. е. при  $t=0$ , в цепи сохраняется начальная сила тока

$$I_{\text{н}} = i_0 = E/(r + r_{\text{д}}).$$

Следовательно, постоянная  $A = I_{\text{н}}$ . Таким образом, уравнение убывания силы тока будет:

$$i = I_{\text{н}} e^{-t/\tau}, \quad (9-3)$$

где  $\tau = L/r$ . Спустя время  $t = 3\tau$  эта сила тока будет  $i = 0,05 I_{\text{н}}$ .

Рассмотрим теперь процесс, когда в работающей цепи, обладающей индуктивностью (рис. 9-3), изменяется активное сопротивление: в момент  $t = 0$  ключом  $K$  закорачивается резистор  $r_2$ . В этой цепи ток после коммутации создается совместным действием э. д. с.  $E$  источника электроэнергии и э. д. с. самоиндукции, т. е.  $i = (E + e_L)/r_1$ , следовательно, дифференциальное уравнение цепи будет:

$$E = ir_1 + L di/dt$$

или

$$\frac{r_1}{L} dt = \frac{di}{E/r_1 - i} = \frac{dt}{I_{\text{н}} - i},$$

где  $I_{\text{н}} = E/r_1$  — сила тока, которая установится в цепи по окончании переходного процесса.

Проинтегрировав это выражение, получим:

$$r_1 t/L = -\ln(I_{\text{н}} - i) + \ln A,$$

где  $\ln A$  — постоянная интегрирования. Последнее уравнение преобразуем следующим образом:

$$-\frac{r_1}{L} t = \ln \frac{I_{\text{н}} - i}{A}$$

и затем потенцируем:

$$e^{-\frac{r_1}{L} t} = e^{-\frac{t}{\tau}} = (I_{\text{н}} - i)/A, \quad (9-4)$$

где  $\tau = L/r_1$  — постоянная времени цепи после коммутации.

Чтобы определить  $A$ , обратимся к начальным условиям процесса. В рассматриваемой цепи имеют место ненулевые начальные условия, так как при  $t = 0$  сила тока

$$i_0 = E/(r_1 + r_2) = I_{\text{н}}.$$

Подставляя это значение в уравнение (9-4), находим:

$$1 = (I_{\text{н}} - i_0)/A = (I_{\text{н}} - I_{\text{н}})/A$$

или

$$A = I_{\text{н}} - I_{\text{н}}.$$

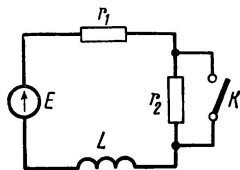


Рис. 9-3. Схема выключения части активного сопротивления в цепи, содержащей индуктивность.

Следовательно, уравнение переходного тока будет иметь вид:

$$i = I_K - (I_K - I_H) e^{-t/\tau} = I_K - (I_K - I_H) e^{-t/\tau}. \quad (9-5)$$

Соответствующая кривая показана на рис. 9-4. От начального значения  $I_H$  к конечному  $I_K$  сила тока переходит, возрастая постепенно по экспоненте.

Согласно второму закону коммутации напряжение и заряд емкости не могут изменяться скачкообразно, так как это потребовало бы бесконечно большого разрядного или разрядного тока; изменение заряда создает в цепи ток

$$i = dq/dt = C du_C/dt,$$

а если бы могло произойти мгновенное конечное изменение напряжения на емкости на  $\Delta u_C$ , чему соответствует изменение заряда  $\Delta q$ , то в цепи должна бы была возникнуть сила тока

$$i = C \Delta u_C / 0 = \Delta q / 0 = \infty,$$

что невозможно.

Рис. 9-4. Кривая изменения силы тока при изменении сопротивления цепи, содержащей индуктивность.

Простейшим примером на применение второго закона коммутации может служить процесс заряда емкости  $C$  через сопротивление  $r$  (рис. 9-5). После замыкания цепи, согласно (3-10), напряжение на входных зажимах цепи

$$U = rC du_C/dt + u_C,$$

т. е.  $dt/rC = du_C/(U - u_C)$ .

Проинтегрировав это выражение и обозначив постоянную интегрирования  $\ln A$ , получим:

$$-t/rC = \ln \frac{U - u_C}{A}.$$

Используя второй закон коммутации, на основании начальных условий цепи, — при  $t=0$ ,  $u_C^0 = 0$  определяем, что постоянная

$$A = U.$$

Таким путем получаем уравнение возрастания напряжения на емкости:

$$u_C = U (1 - e^{-t/rC}). \quad (9-6)$$

Скорость протекания процесса зарядки определяется значением постоянного коэффициента  $rC$  в показателе степени. Этот коэффициент имеет размерность времени, т. е.  $[rC] = \text{Ом} \left( \frac{\text{К}}{\text{В}} \right) = \frac{\text{В} \cdot \text{А} \cdot \text{с}}{\text{А} \cdot \text{В}} = \text{с}$ . Эта величина называется постоянной времени и обозначается  $\tau = rC$ . Таким образом,

$$u_C = U (1 - e^{-t/\tau}).$$

Соответствующая кривая дана на рис. 9-5. Если бы при заряде конденсатора сила тока оставалась все время такой же, как в начальный момент, когда  $i_0 = U/r$ , то напряжение  $u_C$  возрастало бы линейно и емкость зарядилась бы до напряжения  $U$  за время

$$q/i_0 = CU/(U/r) = rC = \tau.$$

В действительности вследствие постепенного уменьшения зарядного тока процесс зарядки идет значительно медленнее. Удобно определять значения  $u_C$ , соответствующие значениям  $t$ , кратным постоянной времени  $\tau$ . В частности, при  $t = \tau$  (рис. 3-9) напряжение на емкости

$$u_C = U(1 - 1/e) = 0,63U,$$

т. е. оно не достигнет предельного значения примерно на одну треть.

При  $t = 3\tau$

$$u_C = U(1 - 1/e^3) = 0,95U.$$

Следовательно, в большинстве случаев процесс заряда можно считать практически закончившимся спустя промежуток времени, равный трем постоянным времени цепи.

В цепи  $rC$  этот промежуток может быть очень большим, что широко используется, например, в электронных реле времени — устройствах, срабатывающих по истечении определенного времени.

Если же взять промежуток времени  $t = 5\tau$ , то к этому моменту  $u_C = 0,99U$ .

Уравнение зарядного тока можно составить, руководствуясь тем, что

$$i = C du_C/dt = \frac{U}{r} e^{-t/rC} = \frac{U}{r} e^{-t/\tau}.$$

По мере того как напряжение на емкости возрастает, зарядный ток уменьшается и при  $t = 3\tau$

$$i = 0,05U/r \text{ (рис. 9-5);}$$

заметим, что в начальный момент при  $t = 0$

$$i_0 = U/r,$$

емкость в этот момент как бы замкнута накоротко, и при малом  $r$  в цепи может иметь место значительный толчок тока.

В электрическом поле заряженной емкости сосредоточена энергия, за счет которой емкость в течение некоторого времени сама может служить источником электроэнергии. При замыкании емкости, заряженной до напряжения  $U_H$ , на сопротивление  $r$  (рис. 9-6)

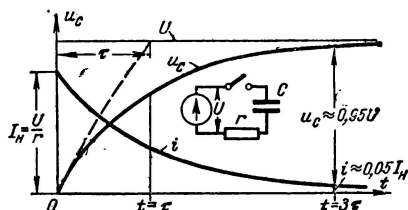


Рис. 9-5. Схема и кривые напряжения на емкости и тока при заряде емкости через сопротивление.

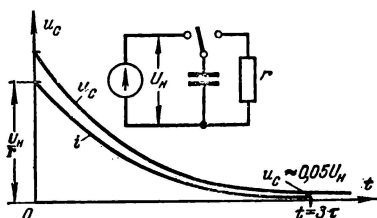


Рис. 9-6. Схема и кривые напряжения на емкости и тока при разряде емкости на сопротивление.

напряжение емкости  $u_C$  создает в такой цепи ток

$$i = u_C / r. \quad (9-7)$$

Этот ток постепенно, по мере уменьшения заряда  $q$  емкости, убывает. Предположим, что сила тока разряда все время остается постоянной, такой, какой она была в первый момент при замыкании емкости на сопротивление, когда

$$i_0 = U_H / r.$$

Начальный заряд емкости был  $q_H = U_H C$ . При силе тока  $i_0$  этот заряд уменьшится до нуля, т. е. емкость полностью разрядится на сопротивление спустя время

$$\tau = q_H / i_0 = U_H C / i_0 = rC.$$

Величина  $\tau$  является постоянной в времени цепи. В данном случае это время, за которое емкость разрядилась бы полностью, если бы ее разрядный ток сохранял все время свое начальное значение.

Разрядный ток, как и зарядный, определяется изменением заряда емкости:

$$i = -dq/dt = -C du_C/dt,$$

знак минус указывает, что теперь заряд уменьшается. Подставив выражение разрядного тока в (9-7), получим:

$$u_C / r = -C du_C/dt,$$

или

$$dt/rC = -du_C/u_C.$$

Интегрируем это выражение:

$$t/rC = -\ln u_C + \ln A,$$

где  $\ln A$  — постоянная интегрирования.

Потенцируя последнее выражение, находим:

$$u_C = Ae^{-t/rC}.$$

Чтобы определить  $A$ , обращаемся к начальным условиям: при  $t=0$  напряжение на емкости имеет некоторое начальное значение  $U_H$ .

Следовательно,

$$A = U_H,$$

и уравнение напряжения на емкости будет:

$$u_C = U_H e^{-t/rC} = U_H e^{-t/\tau}, \quad (9-8)$$

т. е. оно убывает по экспоненте (рис. 9-6). Так как разрядный ток  $i = u_C / r$ , то

$$i = U_H e^{-t/\tau} / r. \quad (9-9)$$

Спустя время, равное  $3\tau$ , напряжение на емкости будет  $u_C = 0,05U_n$ , а сила тока  $i = 0,05U_n/r$ .

В качестве более сложного примера на применение второго закона коммутации рассмотрим переходный процесс при шунтировании сопротивлением  $r_2$  заряженного конденсатора (рис. 9-7). В момент  $t = 0$  замыкается ключ  $K$ , которым параллельно емкости включается сопротивление  $r_2$ , а это вызывает понижение напряжения  $u_C$  на емкости.

Согласно второму закону Кирхгофа в рассматриваемой цепи

$$E = i_1 r_1 + u_C,$$

а согласно первому закону Кирхгофа ток источника энергии  $i_1 = -i_C + i_2$ .

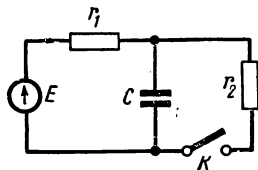


Рис. 9-7. Схема шунтирования емкости сопротивлением.

Ток  $i_C$  вызывается уменьшением заряда емкости, поэтому

$$i_C = -C du_C/dt,$$

а ток в шунтирующем сопротивлении

$$i_2 = u_C/r_2.$$

Следовательно,

$$i_1 = C du_C/dt + u_C/r_2$$

и

$$E = r_1 C du_C/dt + r_1 u_C/r_2 + u_C.$$

Разделим переменные в последнем уравнении:

$$\frac{r_1 + r_2}{r_1 r_2} \frac{1}{C} dt = \frac{du_C}{Er_2/(r_1 + r_2) - u_C}.$$

Обозначим

$$r_1 r_2 / (r_1 + r_2) = r_1 \parallel r_2 = r;$$

проинтегрировав уравнение, получим:

$$t/rC = -\ln [Er_2/(r_1 + r_2) - u_C] + \ln A,$$

где  $\ln A$  обозначает постоянную интегрирования.

Преобразуем последнее выражение:

$$-t/rC = \ln \frac{Er_2/(r_1 + r_2) - u_C}{A}$$

и потенцируем:

$$e^{-t/rC} = \frac{Er_2/(r_1 + r_2) - u_C}{A}$$

или

$$u_C = E \frac{r_2}{r_1 + r_2} - A e^{-\frac{t}{rC}}.$$

Чтобы определить  $A$ , обращаемся к начальным условиям цепи. До замыкания ключа  $K$  емкость была заряжена до полного значения э. д. с.  $E$ , а согласно второму закону коммутации в первый

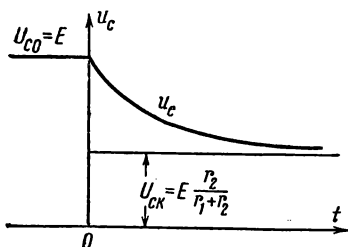


Рис. 9-8. Кривая изменения напряжения на емкости при шунтировании ее сопротивлением.

момент после замыкания ключа напряжение на емкости должно было сохранить свое первоначальное значение. Следовательно,  $u_{c0} = E = Er_2/(r_1 + r_2) - A$ , постоянная  $A = -Er_1/(r_1 + r_2)$ , уравнение напряжения на конденсаторе будет иметь вид:

$$u_c = Er_2/(r_1 + r_2) + [Er_1/(r_1 + r_2)] e^{-t/\tau}; \quad (9-10)$$

здесь  $\tau = rC = r_1 r_2 / (r_1 + r_2) C$  — постоянная времени процесса.

На рис. 9-8 показана кривая  $u_c = F(t)$ . В конце переходного процесса напряжение на емкости определяется условиями цепи постоянного тока, образуемой соединенными последовательно сопротивлениями  $r_1$  и  $r_2$ , т. е. напряжение на отдельных участках цепи прямо пропорционально сопротивлениям этих участков.

## 9-2. ПРИНУЖДЕННЫЕ И СВОБОДНЫЕ СОСТАВЛЯЮЩИЕ ПЕРЕХОДНЫХ ТОКОВ И НАПРЯЖЕНИЙ

Исследование переходных процессов в линейных цепях существенно упрощается, если рассматривать токи и напряжения, как создаваемые наложением токов и напряжений двух независимых процессов — принужденного и свободного.

**П р и н у ж д е н н ы й** процесс есть состояние цепи, устанавливающееся по окончании переходных явлений вследствие принуждающего воздействия постоянного или периодически изменяющегося напряжения источника электроэнергии. В частности, принужденный ток — это постоянный ток, не изменяющийся во времени, или переменный синусоидальный ток.

**С в о б о д н ы й** процесс вызывается несоответствием энергии электромагнитного поля цепи в момент изменения ее режима условиям установившегося режима цепи после коммутации. Эта энергия в момент коммутации не может измениться скачком, а ее постепенное изменение обуславливает переходный процесс.

Токи и напряжения принужденного и свободного процессов рассчитываются раздельно, причем законы коммутации используются для определения начальных значений свободных токов и напряжений. Действительные значения переходных токов и напряжений рассчитываются путем наложения принужденных и свободных токов и напряжений. Математическим обоснованием разложения переходного процесса в цепи на принужденный и свободный является известное положение высшей математики: общий интеграл линейного неоднородного дифференциального уравнения равен сумме частного

решения неоднородного уравнения и полного решения однородного уравнения. Последнее должно содержать постоянные интегрирования, число которых равно порядку этого дифференциального уравнения. В применении к электрическим цепям определенное частное решение неоднородного уравнения выражает собой принужденный режим, а полное решение однородного уравнения — свободный режим. Переходный процесс в целом выражается общим решением линейного неоднородного дифференциального уравнения, следовательно, суммой принужденной и свободной составляющих. Например, цепь содержит активное сопротивление, емкость и индуктивность, соединенные последовательно. Источник электроэнергии поддерживает на зажимах цепи постоянное или периодически изменяющееся напряжение  $u$ . Дифференциальное уравнение цепи:

$$ir + L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int i dt = u. \quad (9-11)$$

Будем рассматривать ток  $i$  как алгебраическую сумму принужденного  $i'$  и свободного  $i''$  токов:

$$i = i' + i''.$$

Подставив такое выражение тока в дифференциальное уравнение цепи, получим:

$$i'r + i''r + L \frac{di'}{dt} + L \frac{di''}{dt} + \frac{1}{C} \int i' dt + \frac{1}{C} \int i'' dt = u. \quad (9-12)$$

Дифференциальное уравнение цепи должно быть справедливо и тогда, когда переходный процесс закончится и в цепи останется только принужденный ток; следовательно,

$$i'r + L \frac{di'}{dt} + \frac{1}{C} \int i' dt = u. \quad (9-13)$$

Вычтем это уравнение из (9-12) и получим дифференциальное уравнение свободного процесса:

$$i''r + L \frac{di''}{dt} + \frac{1}{C} \int i'' dt = 0. \quad (9-14)$$

Это дифференциальное однородное уравнение. Характерным для уравнения свободного процесса является отсутствие в нем члена, выражающего воздействие извне, так как свободный процесс обусловлен только внутренней реакцией цепи на изменение ее режима. Общая форма решения подобного уравнения  $i'' = Ae^{-t/\tau}$ , причем постоянную  $A$  определяем на основании начальных условий цепи, используя законы коммутации.

В частности, для схемы, содержащей емкость (рис. 9-7), расчет переходного процесса при разложении его на принужденный и свободный существенно сокращается.

Напряжение на емкости мы рассматриваем как сумму:

$$u_C = u'_C + u''_C.$$

Принужденная составляющая определяется тем, что при установившемся режиме емкость на распределение напряжений не влияет и, следовательно, частичные напряжения прямо пропорциональны сопротивлениям соответствующих участков цепи:

$$u'_C/E = r_2/(r_1 + r_2) \text{ или } u'_C = Er_2/(r_1 + r_2).$$

Для свободных составляющих дифференциальное уравнение цепи имеет вид:

$$i''_1 r_1 + u''_C = 0.$$

Заменяя

$$i''_1 = i''_C + i''_2 = C du''_C/dt + u''_C/r_2,$$

получаем дифференциальное уравнение для свободного напряжения на емкости:

$$r_1 C du''_C/dt + (r_1 + r_2) u''_C/r_2 = 0. \quad (9-15)$$

Так как мы ищем решения в форме

$$u''_C = A e^{pt},$$

то следовательно,

$$du''_C/dt = p A e^{pt},$$

и на основании (9-15) получаем характеристическое уравнение цепи:

$$p r_1 C + (r_1 + r_2)/r_2 = 0.$$

Следовательно,

$$p = -(r_1 + r_2)/(r_1 r_2 C) = -1/rC;$$

здесь

$$r = r_1 r_2 / (r_1 + r_2) = r_1 \parallel r_2.$$

Таким образом,

$$u''_C = A e^{-t/rC}.$$

Чтобы определить  $A$ , обращаемся к начальным условиям цепи и используем второй закон коммутации. При  $t = 0$  емкость была заряжена до значения  $E$  — э. д. с. источника электрической энергии, следовательно,

$$u_{C0} = E = u'_{C0} + u''_{C0} = Er_2/(r_1 + r_2) + A;$$

постоянная  $A = Er_1/(r_1 + r_2)$ , а свободная составляющая

$$u''_C = E \frac{r_1}{r_1 + r_2} e^{-t/rC}.$$

Таким образом,

$$\begin{aligned} u_C &= u'_C + u''_C = E \frac{r_2}{r_1 + r_2} + E \frac{r_1}{r_1 + r_2} e^{-t/rC} = \\ &= E \left( \frac{r_2}{r_1 + r_2} + \frac{r_1}{r_1 + r_2} e^{-t/\tau} \right), \end{aligned}$$

где  $\tau = rC$  — постоянная времени цепи.



Мы получили, конечно, тот же результат [см. (9-10)], но со значительно меньшим числом преобразований.

Особенно существенные упрощения дает разложение процесса на принужденный и свободный при исследовании более сложных переходных явлений, в частности переходных явлений в цепях переменного тока.

### 9-3. КОЛЕБАТЕЛЬНЫЙ РАЗРЯД ЕМКОСТИ НА ИНДУКТИВНОСТЬ И СОПРОТИВЛЕНИЕ

Большое практическое значение имеют явления колебательного разряда емкости на индуктивность и сопротивление.

Представим себе, что конденсатор  $C$  (рис. 9-9) сначала заряжается от некоторого источника электроэнергии до напряжения  $U$ . Затем ключом  $K$  конденсатор замыкается на индуктивность  $L$ , соединенную последовательно с сопротивлением  $r$  (оба эти элемента цепи практически могут быть совмещены в одной реактивной катушке). Конденсатор начинает разряжаться, его заряд  $q$  и напряжение  $u_C$  убывают, а в контуре возникает разрядный ток

$$i = -dq/dt = -C du_C/dt. \quad (9-16)$$

Но в данном разрядном контуре ток должен возрастать постепенно, так как на него воздействует э. д. с. самоиндукции

$$e_L = -L di/dt = LC d^2u_C/dt^2. \quad (9-17)$$

Ток в контуре создается совместным действием напряжения конденсатора и э. д. с. самоиндукции:

$$i = (u_C + e_L)/r.$$

Подставив в последнее уравнение выражения (9-16) и (9-17), получаем дифференциальное уравнение второго порядка для процесса разряда:

$$LC d^2u_C/dt^2 + rC du_C/dt + u_C = 0. \quad (9-18)$$

Ищем решение этого уравнения в форме

$$u_C = Ae^{pt},$$

и так как характеристическое уравнение

$$LCp^2 + rCp + 1 = 0$$

имеет два корня

$$p_{1,2} = -r/2L \pm \sqrt{r^2/4L^2 - 1/LC},$$

то, следовательно,

$$u_C = A_1 e^{p_1 t} + A_2 e^{p_2 t}. \quad (9-19)$$

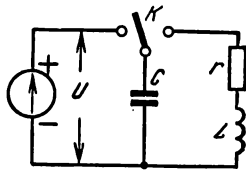


Рис. 9-9. Схема заряда емкости и ее разряда на индуктивность и сопротивление.

В контуре  $LC$ , как известно, собственная угловая частота незатухающих колебаний

$$\omega_0 = \sqrt{1/LC}.$$

Обозначим величину

$$r/2L = \delta.$$

Она называется коэффициентом затухания. Используя эти обозначения, получаем:

$$p_{1,2} = -\delta \pm \sqrt{\delta^2 - \omega_0^2}.$$

Если  $\delta < \omega_0$ , то разряд конденсатора носит колебательный, а при  $\delta \geq \omega_0$  — аperiodический характер. Практически большой интерес представляет первый случай, который мы здесь рассмотрим. При  $\omega_0^2 > \delta^2$ , т. е. когда  $1/LC > (r/2L)^2$  или  $r < 2\sqrt{L/C}$ , а

$$p_{1,2} = -\delta \pm j\sqrt{\omega_0^2 - \delta^2},$$

здесь, как и выше,

$$j = +\sqrt{-1}.$$

Обозначим

$$\omega'' = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2}.$$

Таким образом,

$$e^{p_{1,2}t} = e^{-\delta t} e^{\pm j\omega''t},$$

в соответствии с чем на основании (9-19) напряжение разряжающегося конденсатора

$$u_C = e^{-\delta t} (A_1 e^{j\omega''t} + A_2 e^{-j\omega''t}). \quad (9-20)$$

Чтобы определить две постоянные  $A_1$  и  $A_2$ , необходимо второе уравнение. Для этого используем уравнение разрядного тока:

$$i = -C du_C/dt = -e^{-\delta t} C [-\delta (A_1 e^{j\omega''t} + A_2 e^{-j\omega''t}) + j\omega'' (A_1 e^{j\omega''t} - A_2 e^{-j\omega''t})].$$

Обратимся к начальным условиям; при  $t=0$  согласно второму закону коммутации напряжение конденсатора

$$u_C = U = A_1 + A_2,$$

а согласно первому закону коммутации при  $t=0$

$$i = 0 = \delta (A_1 + A_2) - j\omega'' (A_1 - A_2).$$

На основании этих начальных условий постоянные будут равны:

$$A_1 = U(\delta + j\omega'')/2j\omega'' \text{ и } A_2 = U(j\omega'' - \delta)/2j\omega''.$$

Подставив эти значения в (9-20) и одновременно заменив

$$e^{\pm j\omega''t} = \cos \omega''t \pm j \sin \omega''t,$$

получим:

$$u_C = e^{-\delta t} U \frac{1}{\omega''} (\omega'' \cos \omega''t + \delta \sin \omega''t). \quad (9-21)$$

Можем положить отношение

$$\omega''/\delta = \operatorname{tg} \psi,$$

т. е. будем считать, что  $\omega''$  и  $\delta$  изображают катеты прямоугольного треугольника (рис. 9-10); гипотенуза этого треугольника

$$\sqrt{\omega''^2 + \delta^2} = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2 + \delta^2} = \omega_0.$$

Разделив и умножив (9-13) на  $\omega_0$ , получим:

$$u_C = U \frac{\omega_0}{\omega''} e^{-\delta t} \sin(\omega'' t + \psi), \quad (9-22)$$

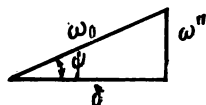


Рис. 9-10. Вспомогательный треугольник колебательного контура.

после чего легко получим уравнение разрядного тока:

$$i = -C \frac{du_C}{dt} = U \omega_0 C \frac{\omega_0}{\omega''} e^{-\delta t} \sin \omega'' t. \quad (9-23)$$

Как показывают (9-22) и (9-23), напряжение конденсатора и его разрядную силу тока можно рассматривать как изменяющиеся во времени синусоидально, причем их амплитуды уменьшаются по экспоненциальному закону; постоянной времени затухания этих колебаний служит величина

$$\tau = 1/\delta = 2L/r.$$

Чтобы построить соответствующие графики, целесообразно сначала построить вспомогательные кривые экспонент

$$U \frac{\omega_0}{\omega''} e^{-\delta t} \text{ и } U \omega_0 C \frac{\omega_0}{\omega''} e^{-\delta t}.$$

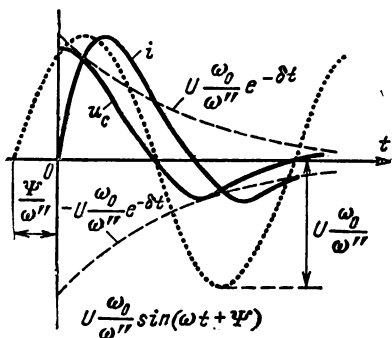


Рис. 9-11. Кривые колебательно-го разряда емкости.

Кривые затухающих напряжения и силы тока (рис. 9-11) должны вписаться в пределы, ограниченные указанными вспомогательными кривыми и их зеркальными отображениями относительно оси абсцисс.

При включении колебательного контура (при  $r < 2\sqrt{L/C}$ ) под постоянное напряжение  $U$  процесс можно рассматривать как наложение принужденного и свободного:

$$u_C = u'_C + u''_C; \quad i = i' + i''.$$

Принужденное напряжение

$$u'_C = U,$$

а принужденный ток

$$i' = 0.$$

Дифференциальное уравнение (9-18) будет теперь справедливо для свободной составляющей  $u_c''$ . В начальный момент  $t=0$  со-

гласно законам коммутации

$$u_{c0}=0=u_{c0}'+u_{c0}''= \\ =U+u_{c0}''$$

и

$$i_0=0=i_0'+i_0''=i_0''.$$

Поэтому

$$A_1+A_2=-U$$

и

$$\delta(A_1+A_2)- \\ -j\omega''(A_1-A_2)=0.$$

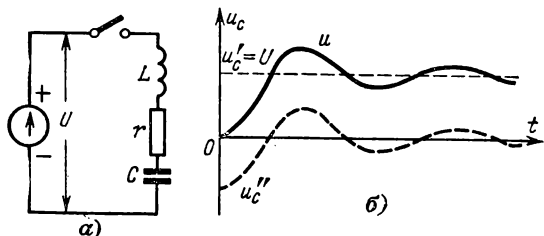


Рис. 9-12. Схема включения колебательного контура под постоянное напряжение и кривая изменений напряжения на емкости при заряде.

Таким образом, для свободного напряжения конденсатора будет справедливо выражение (9-22), только в нем нужно заменить  $U$  на  $-U$ , что позволит составить уравнение напряжения заряжаемого конденсатора:

$$u_c=u_c'+u_c''=U-U\frac{\omega_0}{\omega''}e^{-\delta t}\sin(\omega''t+\psi)$$

(рис. 9-12) и уравнение зарядного тока:

$$i=U\omega_0C\frac{\omega_0}{\omega''}e^{-\delta t}\sin(\omega''t-\pi).$$

#### 9-4. ВКЛЮЧЕНИЕ ПОД СИНУСОИДАЛЬНОЕ НАПРЯЖЕНИЕ ЦЕПИ, СОДЕРЖАЩЕЙ ИНДУКТИВНОСТЬ И АКТИВНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ

В цепи, состоящей из соединенных последовательно индуктивности  $L$  и активного сопротивления  $r$  (рис. 9-13), синусоидальное напряжение  $u=U_m\sin(\omega t+\alpha)$  создает при установившемся режиме синусоидальный ток:

$$i=\frac{U_m}{\sqrt{r^2+(\omega L)^2}}\sin(\omega t+\alpha-\varphi)= \\ =I_m\sin(\omega t+\alpha-\varphi),$$

где  $\varphi=\arctg(\omega L/r)$ ;  $\alpha$  — произвольная начальная фаза.

Но в начальный момент при включении цепи к источнику электроэнергии в магнитном поле индуктивности энергия отсутствует, а начальному мгновенному значению (при  $t=0$ ) синусоидального тока должна соответствовать определенная энергия магнитного поля. Это несоответствие начальных энергетических условий является причиной переходного процесса.

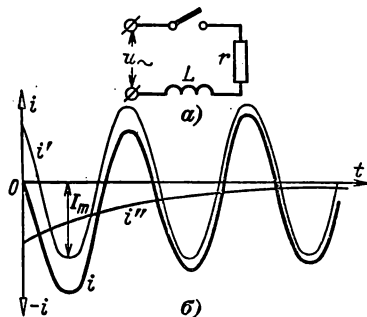


Рис. 9-13. Включение под синусоидальное напряжение цепи, содержащей индуктивность и сопротивление, и кривая переходного тока в этой цепи.

Так как цепь содержит индуктивность, то мы должны составить уравнения тока, с тем чтобы определить начальные условия и постоянную интегрирования на основании закона коммутации для индуктивности.

Во время переходного процесса ток

$$i = i' + i''.$$

Принужденный ток — это синусоидальный переменный ток

$$i' = I_m \sin(\omega t + \alpha - \varphi).$$

Дифференциальное уравнение для свободного процесса

$$i''r + L di''/dt = 0.$$

Нам известно его решение (§ 4-10):

$$i'' = Ae^{-rt/L} = Ae^{-t/\tau}.$$

Чтобы определить постоянную  $A$ , обращаемся к начальным условиям ( $t = 0$ ), когда на основании первого закона коммутации ток

$$i_0 = 0 = i'_0 + i''_0 = I_m \sin(\alpha - \varphi) + A.$$

Следовательно,

$$A = -I_m \sin(\alpha - \varphi),$$

на основании чего уравнение тока во время переходного процесса будет:

$$i = i' + i'' = I_m \sin(\omega t + \alpha - \varphi) - I_m \sin(\alpha - \varphi) e^{-t/\tau}. \quad (9-24)$$

Таким образом, во время переходного процесса ток в цепи складывается алгебраически из переменного синусоидального тока и тока, постоянного по направлению, убывающего экспоненциально (рис. 9-13). Спустя время  $t = 3\tau = 3L/r$  свободная составляющая практически затухнет:

$$i'' = I_m \sin(\alpha - \varphi) 0,05.$$

Если в начальный момент принужденный ток равен нулю, т. е. если  $\alpha = \varphi$ , то в цепи сразу без переходного процесса устанавливается синусоидальный ток. В этом случае в момент включения энергия магнитного поля синусоидального тока должна быть равна нулю, а этому условию цепь в момент включения удовлетворяет, благодаря чему  $i'' = 0$ .

Если постоянная времени  $\tau$  велика по сравнению с периодом переменного тока, то при наиболее неблагоприятных условиях при включении в момент, когда  $i'_0 = I_m$ , сила тока в цепи в момент  $t = T/2$  может достигнуть максимального значения, близкого к удвоенному значению амплитуды синусоидального тока (рис. 9-13).

## 9-5. ВКЛЮЧЕНИЕ ПОД СИНУСОИДАЛЬНОЕ НАПРЯЖЕНИЕ ЦЕПИ, СОДЕРЖАЩЕЙ ЕМКОСТЬ И АКТИВНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ

При включении под синусоидальное напряжение  $u = U_m \sin(\omega t + \alpha)$  цепи, содержащей соединенные последовательно емкость и активное сопротивление (рис. 9-14, а), переходный процесс вызывается несоответствием энергии электрического поля емкости условиям установившегося процесса в момент включения. По этой причине в качестве исходной величины при изучении этого переходного процесса следует рассматривать напряжение на емкости  $u_c$ . Последнее складывается из принужденного  $u'_c$  и свободного  $u''_c$  напряжений.

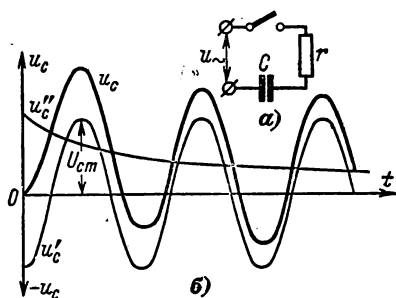


Рис. 9-14. Включение под синусоидальное напряжение цепи, содержащей емкость и сопротивление, и кривая напряжения на емкости во время переходного процесса.

Принужденное напряжение можно определить через принужденный ток  $i'$ . Согласно закону Ома для цепи переменного тока этот ток будет:

$$i' = \frac{U_m}{\sqrt{r^2 + (1/\omega C)^2}} \sin(\omega t + \alpha + \varphi) = \frac{U_m}{z} \sin(\omega t + \alpha + \varphi),$$

где  $\varphi = \arctg(1/\omega Cr)$  — положительный сдвиг фаз, так как в цепи,

содержащей емкость, ток по фазе опережает напряжение. Напряжение на емкости по фазе отстает от тока на четверть периода, следовательно, на основании закона Ома принужденное напряжение на емкости будет:

$$u'_c = U_m \frac{x_C}{z} \sin(\omega t + \alpha + \varphi - \pi/2),$$

где  $x_C = 1/\omega C$ , а так как  $x_C/z = \sin \varphi$ , то, следовательно,

$$u'_c = U_m \sin \varphi \sin(\omega t + \alpha + \varphi - \pi/2).$$

Дифференциальное уравнение свободного процесса в рассматриваемой цепи:

$$0 = u''_c + i''r.$$

Заменив  $i'' = C du''_c/dt$ , придадим этому уравнению следующий вид:

$$dt/rC = - du''_c/u''_c.$$

Интегрируем это выражение:

$$t/rC = - \ln u''_c + \ln A,$$

затем после небольших преобразований потенцируем:

$$e^{-t/rC} = u''_c/A.$$

Чтобы определить постоянную  $A$ , следует использовать начальные условия: при  $t = 0$  согласно второму закону коммутации напряжение на емкости равно нулю, поэтому

$$u_{C0} = 0 = u'_{C0} + u''_{C0} = U_m \sin \varphi \sin (\alpha + \varphi - \pi/2) + A,$$

следовательно,

$$A = -U_m \sin \varphi \sin (\alpha + \varphi - \pi/2),$$

на основании чего свободное напряжение на емкости

$$u''_C = -U_m \sin \varphi \sin (\alpha + \varphi - \pi/2) e^{-t/rC},$$

а все напряжение на емкости будет:

$$\begin{aligned} u_C &= u'_C + u''_C = U_m \sin \varphi \sin (\omega t + \alpha + \varphi - \pi/2) - \\ &- U_m \sin \varphi \sin (\alpha + \varphi - \pi/2) e^{-t/rC} = U_{Cm} \sin (\omega t + \alpha + \varphi - \pi/2) - \\ &- U_{Cm} \sin (\alpha + \varphi - \pi/2) e^{-t/rC}. \end{aligned} \quad (9-25)$$

Это напряжение складывается из синусоидального принужденного напряжения и постоянного по направлению свободного напряжения, затухающего по экспоненте (рис. 9-14, б), подобно тому как в цепи с индуктивностью (§ 9-4) ток складывался из синусоидального и постоянного по направлению, затухающего по экспоненте. Так как в начальный момент напряжение на емкости равно нулю, то в этот момент принужденное и свободное напряжения равны по величине, но противоположны по направлению. В наиболее неблагоприятном случае при большой постоянной времени  $\tau = rC$  спустя полпериода после включения напряжение на емкости может повыситься до значения, близкого к удвоенной амплитуде установившегося (принужденного) напряжения на емкости  $U_{Cm}$ .

Составим теперь уравнение переходного тока. Он тоже складывается из принужденного и свободного:  $i = i' + i''$ . Свободную составляющую тока можно выразить на основании (9-25) через свободную составляющую напряжения на емкости:

$$i'' = C \frac{du''_C}{dt} = \frac{U_m}{r} \sin \varphi \sin (\alpha + \varphi - \pi/2) e^{-t/rC}.$$

Принужденная составляющая тока нам уже известна; таким образом, уравнение переходного тока будет:

$$i = i' + i'' = \frac{U_m}{z} \sin (\omega t + \alpha + \varphi) + \frac{U_m}{r} \sin \varphi \sin (\alpha + \varphi - \pi/2) e^{-t/rC},$$

а так как  $r/z = \cos \varphi$ , то, вынеся за скобку  $U_m/r$ , можно придать уравнению тока следующую более наглядную форму:

$$i = \frac{U_m}{r} \left[ \cos \varphi \sin (\omega t + \alpha + \varphi) + \sin \varphi \sin \left( \alpha + \varphi - \frac{\pi}{2} \right) e^{-t/rC} \right]. \quad (9-26)$$

Следовательно, ток складывается из синусоидального принужденного и свободного постоянного по направлению. Но в начальный момент при  $t = 0$  ток нулю не равен:

$$i_0 = \frac{U_m}{r} [\cos \varphi \sin (\alpha + \varphi) - \sin \varphi \cos (\alpha + \varphi)] = \frac{U_m}{r} \sin \alpha,$$

т. е. в начальный момент сила тока в цепи определяется мгновенным значением напряжения на зажимах цепи и ее активным сопротивлением, а емкость в этот момент как бы замкнута накоротко. Если активное сопротивление цепи относительно мало, то при включении ее может иметь место сильный толчок тока (например, при включении кабельной линии).

## Глава десятая ТРАНСФОРМАТОРЫ

### 10-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Т р а н с ф о р м а т о р о м называется статический (т. е. без движущихся частей) электромагнитный аппарат, в котором переменный ток одного напряжения преобразуется в переменный ток той же частоты, но другого напряжения. Трансформатор имеет не менее двух обмоток, связанных между собой посредством общего магнитного потока. Обмотки эти электрически изолированы друг от друга; исключением в этом отношении являются лишь авто-трансформаторы.

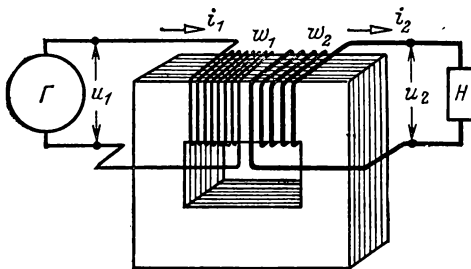


Рис. 10-1. Схема устройства трансформатора с ферромагнитным сердечником<sup>1</sup>.

Для усиления магнитной связи в большинстве трансформаторов обмотки размещаются на сердечнике, собранном из листовой электро-технической стали (рис. 10-1). Ферромагнитный сердечник отсутствует лишь в воздушных трансформаторах. Они применяются для переменного тока при частотах пример-

но выше 20 кГц, когда ферромагнитный сердечник проводить магнитный поток практически не может из-за вытеснения потока к поверхности сердечника.

Обмотка трансформатора, соединенная с источником электроэнергии, называется п е р в и ч н о й. Соответственно первичными именуются все величины, относящиеся к этой обмотке, — число витков, напряжение, сила тока и т. д. Буквенные обозначения их снабжаются подстрочным индексом 1, например  $w_1$ ,  $U_1$ ,  $I_1$  (рис. 10-1). Обмотка, отдающая электроэнергию, и относящиеся к ней величины называются в т о р и ч н ы м и (индекс 2).

В соответствии с системой переменного тока трансформатор может быть однофазным или трехфазным. У трехфазного трансформатора первичной или вторичной обмоткой принято называть совокупность трех фазных обмоток одного напряжения.

<sup>1</sup> На рис. 10-1 показано действительное направление токов в некоторый момент времени, а не их условное положительное направление.



На рис. 10-2 показаны основные условные графические обозначения однофазного (1, 2, 3) и трехфазного (4, 5, 6) трансформаторов.

На щитке трансформатора указываются его номинальные напряжения — высшее и низшее, в соответствии с чем следует различать обмотку высшего напряжения (ВН) и обмотку низшего напряжения (НН) трансформатора. Кроме того, на щитке должны быть указаны его номинальные полная мощность (В·А или кВ·А), линейные токи (А) при номинальной мощности, частота, число фаз, схема и группа соединений (§ 10-12), напряжение короткого замыкания (§ 10-8), режим работы (длительный или кратковременный) и способ охлаждения.

В зависимости от способа охлаждения трансформаторы делят на сухие и масляные (рис. 10-3).

Минеральное (нефтяное) масло применяется в трансформаторе для улучшения условий изоляции и охлаждения: выемная часть трансформатора погружается в стальной бак, заполненный маслом.

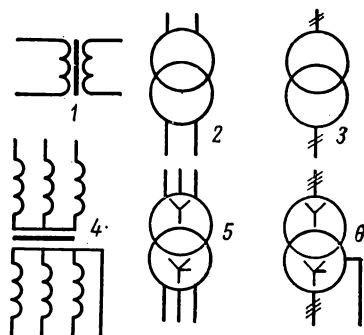


Рис. 10-2. Условные графические обозначения трансформаторов: многолинейные (1, 2, 4, 5) и однолинейные (3, 6).

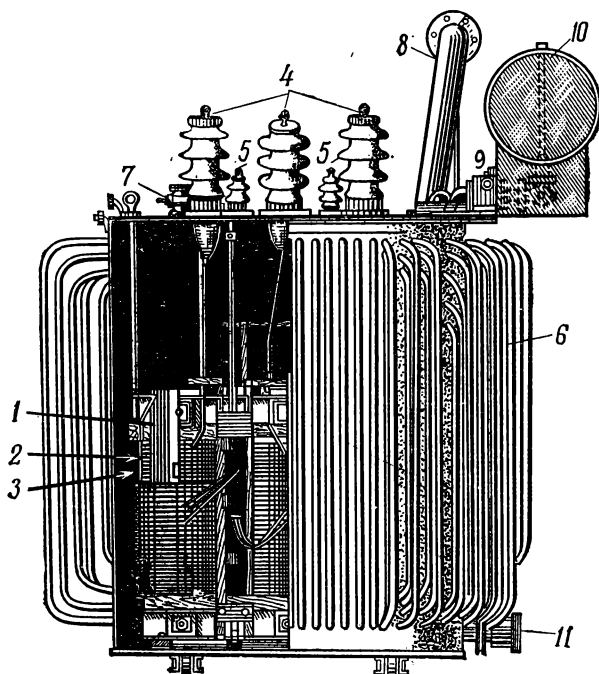


Рис. 10-3. Трансформатор трехфазный масляный с трубчатым баком (в частичном разрезе).

1 — магнитопровод; 2 — обмотка низшего напряжения (НН) в разрезе; 3 — обмотка высшего напряжения (ВН) в разрезе, ниже нее на среднем стержне магнитопровода видны неразрезанные катушки этой обмотки; 4 — выводы обмотки ВН; 5 — выводы обмотки НН; 6 — трубчатый бак для масляного охлаждения; 7 — кран для заполнения маслом; 8 — выхлопная труба для газов; 9 — газовое реле; 10 — расширитель для масла; 11 — кран для спуска масла.

Если первичное напряжение  $U_1$  трансформатора меньше вторичного  $U_2$ , то он работает в режиме повышающего трансформатора; в противном случае ( $U_1 > U_2$ ) его режим будет режимом понижающего трансформатора.

Впервые для технических целей трансформатор был применен П. Н. Яблочковым (1876 г.) для питания электрических свечей. Но особенно широко трансформаторы стали применяться после того, как М. О. Доливо-Добровольским была предложена трехфазная система передачи электроэнергии и разработана конструкция первого трехфазного трансформатора (1891 г.).

Рабочий процесс однофазного трансформатора практически такой же, как и одной фазы трехфазного трансформатора, поэтому чтобы облегчить изложение, будем рассматривать условия в однофазном двухобмоточном трансформаторе, а особенности процесса трехфазного трансформатора опишем в дальнейшем особо.

Ток  $i_1$  в первичной обмотке трансформатора возникает под действием первичного синусоидального напряжения  $u_1$ . Намагничивающая сила этого тока возбуждает в сердечнике переменный магнитный поток

$$\Phi = \Phi_m \sin \omega t.$$

Этот поток, сцепленный с обеими обмотками трансформатора, индуцирует в них э. д. с., мгновенные значения которых будут:

$$e_1 = -w_1 d\Phi/dt = -\omega w_1 \Phi_m \cos \omega t = \omega w_1 \Phi_m \sin(\omega t - \pi/2);$$

$$e_2 = -w_2 d\Phi/dt = -\omega w_2 \Phi_m \cos \omega t = \omega w_2 \Phi_m \sin(\omega t - \pi/2),$$

а действующие значения:

$$E_1 = 4,44 f w_1 \Phi_m; \quad E_2 = 4,44 f w_2 \Phi_m.$$

Следовательно, отношение мгновенных, амплитудных и действующих значений этих э. д. с. равно отношению чисел витков обмоток трансформатора:

$$e_1/e_2 = w_1/w_2$$

или

$$E_{1m}/E_{2m} = E_1/E_2 = w_1/w_2 = k_{12}.$$

Это отношение называется **коэффициентом трансформации** трансформатора.

При номинальной нагрузке мощного трансформатора его к. п. д. очень высок, примерно 99%. Он существенно понижается лишь при малых нагрузках или у маломощных трансформаторов. Это дает возможность в первом приближении считать одинаковыми первичную и вторичную полные мощности нагруженного трансформатора

$$S_1 = U_1 I_1 \approx S_2 = U_2 I_2,$$

поэтому отношение токов у нагруженного трансформатора можно считать обратным отношению напряжений, а следовательно, и чисел витков соответствующих обмоток:

$$I_1/I_2 \approx U_2/U_1 \approx w_2/w_1 = 1/k_{12}.$$

На рис. 10-4 показана энергетическая диаграмма трансформатора. Из мощности  $P_1$ , подведенной к первичной обмотке, часть  $P_{\text{пр}1}$  расходуется на нагревание проводников первичной обмотки, а часть  $P_c$  затрачивается в сердечнике на потери от гистерезиса и вихревых токов, остальная мощность передается во вторичную обмотку:

$$P_{12} = P_1 - P_{\text{пр}1} - P_c.$$

Во вторичной обмотке часть мощности  $P_{\text{пр}2}$  теряется на нагревание проводников, а оставшаяся  $P_2$  передается во вторичную внешнюю цепь:

$$P_2 = P_{12} - P_{\text{пр}2} = P_1 - P_{\text{пр}1} - P_c - P_{\text{пр}2}.$$

Не забудем, что разность  $(P_1 - P_2)$  — мощность потерь в трансформаторе — составляет в среднем только 1—2%, поэтому на диаграмме рис. 10-4 относительная величина потерь для наглядности сильно преувеличена.

Со стороны вторичной обмотки трансформатор является источником электроэнергии, а со стороны первичной обмотки — потребителем этой энергии. В соответствии с такими энергетическими условиями различна роль э. д. с., индуцируемых в обмотках трансформатора. В первичной обмотке индуцируются две э. д. с.: одна  $e_1$  — основным потоком  $\Phi$ , замыкающимся в сердечнике и сцепленным с обеими обмотками, вторая  $e_{\text{р}1}$  — потоком рассеяния, замыкающимся полностью или частично в воздухе (§ 9-3) и сцепленным только с первичной обмоткой. Таким образом, ток  $i_1$  в первичной обмотке создается совместным действием первичного напряжения  $u_1$  и двух э. д. с.  $e_1$  и  $e_{\text{р}1}$ , следовательно:

$$i_1 = (u_1 + e_1 + e_{\text{р}1})/r_1,$$

где  $r_1$  — активное сопротивление первичной обмотки.

Уравнение для мгновенного значения первичного напряжения будет иметь вид:

$$u_1 = (-e_1) + (-e_{\text{р}1}) + i_1 r_1,$$

соответственно уравнение векторов действующих значений:

$$\dot{U}_1 = (-\dot{E}_1) + (-\dot{E}_{\text{р}1}) + \dot{I}_1 r_1.$$

Напряжение, уравнивающее э. д. с. рассеяния  $(-\dot{E}_{\text{р}1})$ , можно заменить произведением тока  $\dot{I}_1$  на постоянное индуктивное сопротивление рассеяния первичной обмотки  $jx_1$  (§ 8-3), т. е.  $-\dot{E}_{\text{р}1} = \dot{I}_1 jx_1$ . Таким образом,

$$\dot{U}_1 = (-\dot{E}_1) + \dot{I}_1 (r_1 + jx_1) = (-\dot{E}_1) + \dot{I}_1 Z_1, \quad (10-1)$$

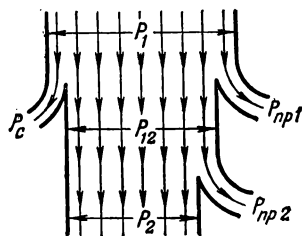


Рис. 10-4. Энергетическая диаграмма трансформатора.

где  $Z_1=r_1+jx_1$  принято называть полным внутренним сопротивлением первичной обмотки. Это уравнение можно рассматривать как условие электрического равновесия на зажимах первичной обмотки. При этом весьма существенно, что  $(-E_{p1})$  и  $I_1 r_1$  вместе составляют не более нескольких процентов  $U_1$ . Следовательно, в первом приближении можно считать, что напряжение  $U_1$  уравнивается э. д. с.  $E_1$ , индуцируемой основным магнитным потоком трансформатора, сцепленным с обеими его обмотками, т. е.  $U_1 \approx E_1$ .

Во вторичной цепи э. д. с.  $E_2$  играет роль э. д. с. источника электроэнергии. Она создает ток  $I_2$ , а н. с. вторичного тока  $I_2 w_2$  стремится возбудить в сердечнике соответствующий магнитный поток. Но согласно принципу Ленца этот поток противоположен по фазе основному потоку, индуцирующему э. д. с.  $E_2$ , следовательно, н. с.  $I_2 w_2$  стремится ослабить магнитный поток, индуцирующий вторичный ток, а тем самым уменьшить входное сопротивление трансформатора (т. е. его сопротивление между зажимами первичной обмотки).

Но основному потоку пропорциональна э. д. с.  $E_1=4,44f w_1 \Phi_m$ , поэтому уменьшение основного магнитного потока нарушило бы электрическое равновесие на стороне первичной обмотки

$$\dot{U}_1 \approx (\dot{E}_1),$$

так как первичное напряжение было бы частично не уравновешено. По этой причине одновременно с возникновением вторичного тока уменьшается входное сопротивление трансформатора и увеличивается первичный ток настолько, чтобы компенсировать размагничивающее действие вторичного тока и таким путем восстановить электрическое равновесие на стороне первичной обмотки.

Всякое изменение вторичной силы тока вызывает соответствующее изменение первичной силы тока, но практически не влияет на амплитуду и характер изменений во времени основного потока. Следовательно, пока не изменяется первичное напряжение  $U_1$  трансформатора, остается практически постоянной и амплитуда основного потока  $\Phi_m$ , что характерно для рабочего режима силового трансформатора.

## 10-2. ХОЛОСТОЙ ХОД ТРАНСФОРМАТОРА

Холостой ход трансформатора имеет место, когда к зажимам его первичной обмотки подводится переменное напряжение, а цепь вторичной обмотки разомкнута. На основании опыта холостого хода (рис. 10-5) по показаниям измерительных приборов определяются потери в стали сердечника, ток холостого хода и коэффициент трансформации трансформатора. Это один из двух обязательных контрольных опытов при заводском испытании готового трансформатора.

При холостом ходе трансформатора соотношения в нем почти не отличаются от соотношений в катушке со стальным сердечником.

Первичное напряжение  $U_1$  создает в первичной обмотке ток холостого хода  $I_{10}$ . Намагничивающая сила этого тока  $I_{10}w_1$  возбуждает в сердечнике основной магнитный поток  $\Phi$ , измеряющийся во времени синусоидально (§ 8-1), т. е.  $\Phi = \Phi_m \sin \omega t$ . Вместе с тем эта н. с. возбуждает в трансформаторе и первичный поток рассеяния  $\Phi_{p1}$ , замыкающийся полностью или частично в воздухе помимо вторичной обмотки.

Векторная диаграмма трансформатора при холостом ходе изображает соотношения, подобные соотношениям в катушке со стальным сердечником, поэтому она почти повторяет векторную диаграмму катушки, отличаясь от нее лишь некоторыми обозначениями и наличием вектора  $\dot{E}_2$ .

В качестве исходного вектора при построении векторных диаграмм трансформатора удобно выбирать вектор  $\Phi_m$  магнитного потока в сердечнике (рис. 10-6), так как этот поток является общим

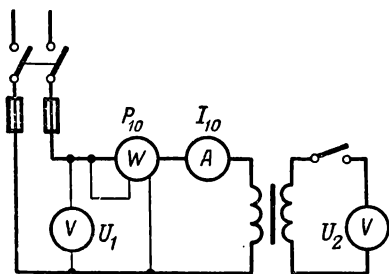


Рис. 10-5. Схема опыта холостого трансформатора.

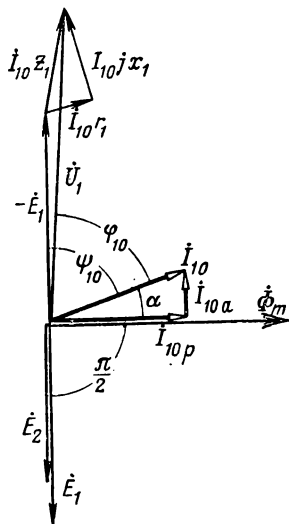


Рис. 10-6. Векторная диаграмма трансформатора при холостом ходе.

для обеих обмоток трансформатора. Ток холостого хода  $I_{10}$  фактически несинусоиден (§ 8-2), но, как и для катушки со стальным сердечником, для упрощения отношений мы заменяем его эквивалентным синусоидальным и строим его вектор опережающим вектор потока на угол магнитного запаздывания  $\alpha$ . Под углом  $90^\circ$  к вектору  $\Phi_m$  в сторону отставания откладываем два вектора э. д. с.  $\dot{E}_1$  и  $\dot{E}_2$ . Для определения  $\dot{U}_1$  служит уравнение (10-1): строим вектор  $(-\dot{E}_1)$ , прямо противоположный вектору  $\dot{E}_1$ , и к нему прибавляем вектор  $\dot{I}_{10}r_1$ , направленный параллельно вектору  $\dot{I}_{10}$ , и вектор  $\dot{I}_{10}jx_1$ , опережающий  $\dot{I}_{10}$  на  $90^\circ$ . Вектор полного внутреннего падения напряжения в обмотке  $\dot{I}_1 Z_1$  замыкает прямоугольный треугольник внутреннего падения напряжения; его катетами служат векторы активного и реактивного падения напряжения в первичной обмотке.

Следует иметь в виду, что построенная таким образом векторная диаграмма холостого хода правильно показывает лишь качественные

соотношения. Если строить такую диаграмму для реального трансформатора в определенном масштабе, то треугольник внутреннего падения напряжения превратится почти в точку. У трансформаторов, за исключением самых малых, при полной нагрузке внутреннее падение напряжения  $I_1 z_1$  не превышает нескольких процентов первичного напряжения трансформатора  $U_1$ . В свою очередь ток холостого хода  $I_{10}$  составляет лишь 3—10% номинального первичного тока (тем меньше, чем больше трансформатор); поэтому величина  $I_{10} z_1$  ничтожна. Указанное обстоятельство используется практически для определения на основании опыта холостого хода коэффициента трансформации  $k_{12}$ . Первичное напряжение  $\dot{U}_1$  в условиях холостого хода практически равно по величине (и противоположно по фазе) э. д. с.  $\dot{E}_1$ ; вследствие отсутствия тока во вторичной обмотке вторичное напряжение  $\dot{U}_{20}$  равно э. д. с.  $\dot{E}_2$ , индуцируемой в этой обмотке потоком в сердечнике. Это дает основание считать, что при холостом ходе первичное и вторичное напряжения практически равны соответствующим э. д. с. Следовательно, можно по отношению напряжений при холостом ходе определить коэффициент трансформации:

$$k_{12} = w_1/w_2 = E_1/E_2 = U_1/U_{20}. \quad (10-2)$$

Этот коэффициент указывается на щитках трансформаторов в форме отношения номинальных напряжений трансформатора при холостом ходе: например, «6 000/230 В», т. е. как отношение высшего напряжения к низшему.

Если известны напряжения  $U_1$  и сечение  $S$  сердечника, то легко ориентировочно определить число витков обмоток трансформатора. Поскольку можно считать  $U_{20} = E_2 = 4,44 f w_2 B_m S$ , то

$$w_2 \approx U_{20}/4,44 f S B_m.$$

Магнитная индукция  $B_m$  (амплитудное значение) выбирается так, чтобы как можно целесообразнее использовать материал сердечника. При малой индукции сталь не полностью используется, а следовательно, трансформатор имеет излишнюю массу. При большой индукции велики потери в сердечнике, так как они пропорциональны квадрату  $B_m$ , и значителен намагничивающий ток; последний ухудшает  $\cos \phi$  установки. Для трансформаторов индукция  $B$  берется в пределах примерно 1—1,4 Т (от 10 000 до 14 000 Гс), тем больше, чем мощнее трансформатор и интенсивнее его охлаждение.

Мощность, потребляемая трансформаторами при холостом ходе, затрачивается на потери в сердечнике и потери в проводниках одной лишь первичной обмотки  $I_{10}^2 r_1$ . Потери в проводниках обмотки полностью нагруженного трансформатора  $I_1^2 r_1$  и  $I_2^2 r_2$  составляют 3—0,5% номинальной мощности трансформатора (тем меньше, чем мощнее трансформатор), а при холостом ходе вследствие относительной малости  $I_{10}$  они ничтожны по сравнению с потерями в стали (исключения составляют лишь трансформаторы, номинальная мощность которых меньше 100 В·А). Следовательно, вся мощность холостого хода трансформатора практически затрачивается лишь на потери в стали.

На этом основании опыт холостого хода служит также для определения потерь в стали трансформатора.

Мощность холостого хода трансформатора мала. При номинальной мощности трансформаторов 5—50 кВ·А мощность холостого хода составляет лишь 1,4—0,9% номинальной, а при номинальной мощности 1—10 МВ·А — только 0,5—0,3%. Тем не менее она имеет важное практическое значение, так как силовые трансформаторы отключаются от первичной сети довольно редко. Следовательно, в течение 24 ч в сутки трансформатор расходует электроэнергию только на потери в сердечнике.

Ток холостого хода  $I_{10}$  определяется в основном так же, как ток катушки со стальным сердечником (§ 8-6). Он складывается из реактивного тока  $I_{10p}$ , возбуждающего магнитный поток в сердечнике, и активного тока  $I_{10a}$ . Последний создается потерями в сердечнике от гистерезиса и вихревых токов и от добавочных потерь<sup>1</sup>.

Составляющая  $I_{10} \cos \alpha$  может быть приближенно рассчитана на основании закона полного тока. По амплитуде магнитной индукции  $B_m$  с помощью магнитной характеристики материала сердечника определяется магнитное напряжение, необходимое для сердечника:

$$\sum_1^{h=n} H_{mk} l_{cpk},$$

где  $H_{mk}$  — амплитуда напряженности магнитного поля в пределах  $k$ -го участка магнитной цепи;  $l_{cpk}$  — длина средней магнитной линии в тех же пределах.

Следует иметь при этом в виду, что каждый стык в сердечнике эквивалентен некоторому воздушному зазору, поэтому для уменьшения намагничивающего тока желательно тщательное выполнение стыков (например, шихтование листов, см. рис. 10-30). На основании расчета суммы магнитных напряжений определяется намагничивающий ток:

$$I_{10p} = I_{10} \cos \alpha = \left( \sum_{k=1}^n H_{mk} l_{cpk} \right) / \sqrt{2} w_i.$$

Активная составляющая тока холостого хода может быть найдена на основании расчета потерь в стали. Поскольку выбрано определенное значение индукции  $B_m$ , легко по кривым или таблицам найти соответствующие удельные потери в стали, а затем и мощность потерь в стали  $P_c$ . Можно считать, что  $I_{10a} = I_{10} \sin \alpha = P_c / U_1$ . Наконец, весь ток холостого хода  $I_{10} = \sqrt{I_{10a}^2 + I_{10p}^2}$ .

Это приближенный расчет, так как не учитывается влияние несинусоидальности намагничивающего тока.

<sup>1</sup> Добавочные потери — это потери в местах стыков листов и расположения шпильки из-за неравномерного распределения индукции, потери в конструктивных деталях от потока рассеяния и т. д. Все добавочные потери составляют 15—20% основных потерь в стали.

Полезно иметь в виду, что в большинстве случаев активная составляющая  $I_{10a}$  меньше  $0,1 I_{10p}$ , поэтому она мало влияет на действующее значение тока холостого хода. Это позволяет часто пренебрегать активной составляющей и определять действующее значение тока холостого хода на основании расчета только его реактивной составляющей. Чем больше номинальная мощность трансформатора, тем меньше активная составляющая его тока холостого хода. Таким

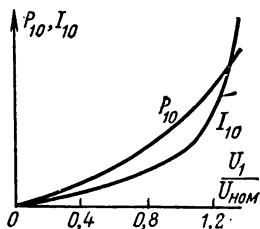


Рис. 10-7. Характеристика холостого хода трансформатора.

образом, в большинстве случаев можно считать, что ток холостого хода отстает по фазе от напряжения практически на четверть периода.

Основным для трансформатора является опыт холостого хода при номинальном первичном напряжении  $U_{1 ном}$ . Однако в ряде случаев важно знать, как изменится режим трансформатора при изменении первичного напряжения. Зависимости  $I_{10}=F(U_1)$  и  $P_{10}=f(U_1)$  называются характеристиками холостого хода трансформатора (рис. 10-7). Если повышать постепенно первичное напряжение  $U_1$ , начиная от нуля, то сначала, пока сердечник не насыщен, сила тока  $I_{10}$  будет возрастать пропорционально напряжению. Затем, когда начнет сказываться насыщение (примерно при  $U_1 > 0,8 U_{1 ном}$ ), сила тока  $I_{10}$  начнет быстро увеличиваться.

Потери в стали пропорциональны  $\Phi_m^2$  (§ 8-5), а так как  $E_1$  пропорциональна  $\Phi_m$  и  $E_1 \approx U_1$ , то, следовательно,  $P_{10}$  пропорционально  $U_1^2$ , и зависимость мощности потерь в стали от  $U_1$  изображается параболической кривой.

Для большинства трансформаторов допустимый верхний предел длительного повышения напряжения при холостом ходе  $U_1$  равен  $1,1 U_{1 ном}$ , что следует иметь в виду при опытах.

### 10-3. НАМАГНИЧИВАЮЩИЕ СИЛЫ И ТОКИ В НАГРУЖЕННОМ ТРАНСФОРМАТОРЕ

Напряжение  $U_1$  на зажимах первичной обмотки трансформатора обычно поддерживается относительно постоянным и практически не зависит от нагрузки.

Когда трансформатор нагружается некоторым сопротивлением  $Z_n$ , тогда э. д. с.  $E_2$  создает во вторичной цепи ток  $I_2$ .

Всякое изменение вторичного тока (§ 10-1) вызывает соответствующее изменение первичного, а поток в сердечнике (его амплитуда  $\Phi_m$ ) остается практически неизменным. Этому значению потока соответствует некоторое постоянное значение н. с., одинаковое как при нагрузке, так и при холостом ходе.

Следовательно, в нагруженном трансформаторе поток создается совместным действием первичной н. с.  $I_1 w_1$  и вторичной н. с.  $I_2 w_2$ , причем векторную сумму этих н. с. можно считать практически рав-



ной постоянной величине  $I_{10}w_1$  — н. с. тока холостого хода:

$$\dot{I}_1w_1 + \dot{I}_2w_2 = \dot{I}_{10}w_1 \quad (10-3)$$

или

$$\dot{I}_1w_1 = (-\dot{I}_2w_2) + \dot{I}_{10}w_1, \quad (10-4)$$

т. е. н. с. первичного тока уравнивает размагничивающее действие вторичного тока и поддерживает поток в сердечнике.

Уравнение н. с. (10-4) можно преобразовать в уравнение токов, разделив все члены его на  $w_1$ . Получим следующее выражение:

$$\dot{I}_1 = (-\dot{I}_2w_2/w_1) + \dot{I}_{10} = \dot{I}_2' + \dot{I}_{10}, \quad (10-5)$$

где вектор  $\dot{I}_2' = -\dot{I}_2w_2/w_1$  есть составляющая первичного тока, уравнивающая размагничивающее действие вторичного тока. Эта величина именуется п р и в е д е н н ы м в т о р и ч н ы м т о к о м. Таким образом, первичный ток равен векторной сумме тока холостого хода и приведенного вторичного тока.

При увеличении вторичного тока от нуля первичный ток будет возрастать, начиная с тока холостого хода. При полной нагрузке первичный ток достигает такого значения, при котором ток холостого хода составляет лишь несколько процентов первичного тока; поэтому при полной нагрузке в приближенных подсчетах можно пренебречь током холостого хода и считать, что

$$I_1 \approx I_2',$$

следовательно, в этих условиях

$$I_1 \approx I_2w_2/w_1.$$

#### 10-4. ВТОРИЧНОЕ НАПРЯЖЕНИЕ

Изменение вторичного напряжения трансформатора вследствие изменений вторичного тока (тока нагрузки) обуславливается в большей мере потоком вторичного магнитного рассеяния.

Намагничивающая сила  $I_2w_2$  вторичного тока стремится создать два потока: поток в сердечнике и п о т о к в т о р и ч н о г о р а с с е я н и я. Первый из них, направленный против главного потока при работе трансформатора, уничтожается соответствующим увеличением н. с.  $I_1w_1$  первичного тока, но остается относительно малый поток вторичного рассеяния  $\Phi_{2p}$ . Он замыкается полностью или частично в воздухе и других неферромагнитных материалах помимо первичной обмотки, вокруг витков вторичной обмотки (рис. 10-8), где он индуцирует небольшую э. д. с.  $e_{p2} = -w_2 d\Phi_{2p}/dt$ . Если считать вторичный поток рассеяния синусоидальным, то действующее значение э. д. с. вторичного рассеяния

$$E_{p2} = 4,44fw_2\Phi_{2p}, \text{ т.}$$

Следовательно, во вторичной обмотке нагруженного трансформатора индуцируются две э. д. с.:  $E_2$  индуцируется главным потоком, а  $E_{p2}$  — потоком вторичного рассеяния. Ток  $I_2$  во вторичной

обмотке, замкнутой на сопротивление  $Z_H$ , обуславливается действием двух э. д. с. и равен:

$$\dot{I}_2 = (\dot{E}_2 + \dot{E}_{p2}) / (r_2 + Z_H),$$

где  $r_2$  — активное сопротивление вторичной обмотки (сопротивление проводников).

Так как  $\dot{I}_2 Z_H$  равно  $\dot{U}_2$  — напряжению на зажимах вторичной обмотки, то

$$\dot{E}_2 = \dot{U}_2 + (-\dot{E}_{p2}) + \dot{I}_2 r_2.$$

Как и поток первичного рассеяния, поток вторичного рассеяния можно считать прямо пропорциональным току, его возбуждающему.

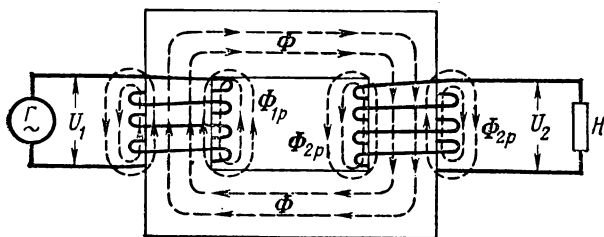


Рис. 10-8. Пути магнитных потоков рассеяния.

Это позволяет получить равенство  $-\dot{E}_{p2} = \dot{I}_2 jx_2$ ; здесь  $x_2$  — индуктивное сопротивление вторичного рассеяния. Таким образом,

$$\dot{U}_2 = \dot{E}_2 - \dot{I}_2 (r_2 + jx) = \dot{E}_2 - \dot{I}_2 Z_2, \quad (10-6)$$

где  $Z_2 = r_2 + jx_2$  — полное внутреннее сопротивление вторичной обмотки;  $\dot{I}_2 Z_2$  — внутреннее падение напряжения вторичной обмотки;  $Z_2$ , как и  $Z_1$ , — величина постоянная.

Чем больше номинальная мощность трансформатора, тем больше (при неизменных напряжениях) должны быть сечения проводников его обмоток. В то же время индуктивность рассеяния с увеличением сечения проводников мало уменьшается, так как она в основном определяется не сечением, а длиной проводника. По этой причине у больших и средних трансформаторов активное сопротивление обмоток по сравнению с индуктивным весьма мало, и часто им можно пренебречь. В этих случаях  $Z_1 = jx_1$  и  $Z_2 = jx_2$ .

Зависимость вторичного напряжения от вторичной силы тока при номинальном первичном напряжении называется внешней характеристикой трансформатора (рис. 10-9).

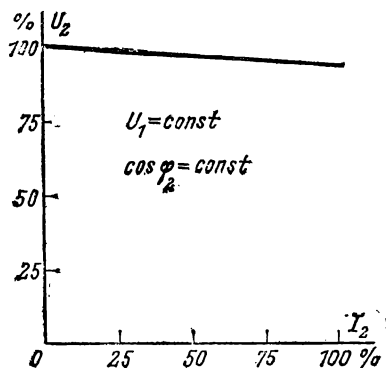


Рис. 10-9. Внешняя характеристика трансформатора.

## 10-5. ПОСТРОЕНИЕ ВЕКТОРНЫХ ДИАГРАММ НАГРУЖЕННОГО ТРАНСФОРМАТОРА

Векторные диаграммы нагруженного трансформатора наглядно показывают соотношения его первичных и вторичных напряжений и токов. Построение такой диаграммы целесообразно начинать с вектора главного магнитного потока  $\Phi_m$  (рис. 10-10). Вектор тока холостого хода  $\dot{I}_{10}$  опережает вектор  $\dot{\Phi}_m$  на угол магнитного запаздывания  $\alpha$ . Так как э. д. с.  $\dot{E}_2$  отстает от потока  $\dot{\Phi}_m$ , ее индуктирующего, на четверть периода, то вектор  $\dot{E}_2$  направлен по отношению к вектору  $\dot{\Phi}_m$  под углом  $90^\circ$  в сторону отставания.

Сдвиг фаз между э. д. с.  $\dot{E}_2$  и создаваемым ею во вторичной цепи током  $\dot{I}_2$  зависит от условий нагрузки, включенной во вторичную цепь. В случае нагрузки, состоящей из активного сопротивления и индуктивности  $Z_H = r_H + jx_H$ , вектор тока  $\dot{I}_2$  нужно откладывать под углом

$$\psi_2 = \arctg \frac{x_2 + x_H}{r_2 + r_H}.$$

Чтобы построить вектор вторичного напряжения  $\dot{U}_2$ , нужно вычесть из  $\dot{E}_2$  индуктивное  $\dot{I}_2 jx_2$  и активное  $\dot{I}_2 r_2$  падения напряжения во вторичной обмотке. Чтобы вычесть  $\dot{I}_2 jx_2$  из  $\dot{E}_2$ , опускаем из конца  $\dot{E}_2$  перпендикуляр на направление вектора  $\dot{I}_2$  и от конца  $\dot{E}_2$  откладываем на этом перпендикуляре  $\dot{I}_2 jx_2$ . Затем, чтобы отнять  $\dot{I}_2 r_2$ , через начало вектора  $\dot{I}_2 jx_2$  проводим прямую, параллельную  $\dot{I}_2$ , и на этой прямой откладываем  $\dot{I}_2 r_2$ . Векторы  $\dot{I}_2 r_2$  и  $\dot{I}_2 jx_2$  являются катетами треугольника внутренних падений напряжений вторичной обмотки, гипотенузой его служит вектор  $\dot{I}_2 Z_2$ . Вектор вторичного напряжения  $\dot{U}_2$  соединит начало координат с началом вектора  $\dot{I}_2 Z_2$ , так как  $\dot{U}_2 = \dot{E}_2 - \dot{I}_2 Z_2$ .

Вектор первичного тока  $\dot{I}_1$  следует построить как векторную сумму тока холостого хода  $\dot{I}_{10}$  и приведенного вторичного тока  $\dot{I}'_2 = -\dot{I}_2 w_2 / w_1$ . Последний противоположен по направлению  $\dot{I}_2$ . Наконец, вектор первичного напряжения  $\dot{U}_1$  строим на основании того же уравнения, что и при построении диаграммы холостого хода:

$$\dot{U}_1 = (-\dot{E}_1) + \dot{I}_1 r_1 + \dot{I}_1 jx_1.$$

Следовательно, векторы внутренних падений напряжений первичной обмотки активного  $\dot{I}_1 r_1$  (вектор, параллельный  $\dot{I}_1$ ) и индуктивного  $\dot{I}_1 jx_1$  (вектор, перпендикулярный  $\dot{I}_1$ ) падения напряжения прибавляем к вектору  $(-\dot{E}_1)$ , опережающему  $\dot{\Phi}_m$  на  $90^\circ$ . Полученный таким путем вектор первичного напряжения  $\dot{U}_1$  опережает вектор

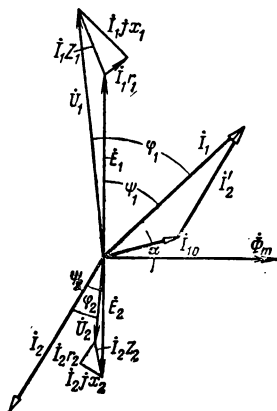


Рис. 10-10. Векторная диаграмма трансформатора при активно-индуктивной нагрузке.

первичного тока на угол  $\varphi_1$ ; этот угол  $\varphi_1 > \varphi_2$  вследствие влияния намагничивающего тока и внутренних индуктивных сопротивлений трансформатора.

Построим теперь такую же диаграмму, но для смешанной активно-емкостной нагрузки трансформатора, т. е. когда  $\varphi_2 > 0$  (рис. 10-11). Порядок построения диаграммы остается тем же, но общий вид ее

существенно изменяется. При емкостной нагрузке ток  $I_2$  опережает  $\dot{E}_2$  на угол

$$\psi_2 = \arctg \frac{x_n - x_2}{r_n + r_2}.$$

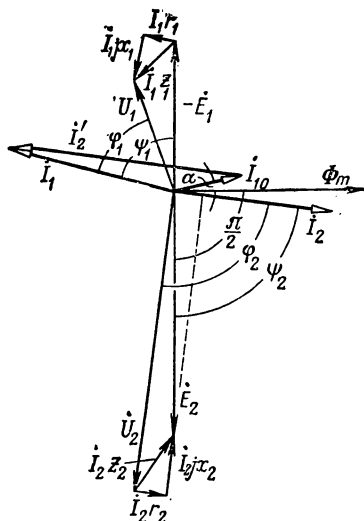


Рис. 10-11. Векторная диаграмма трансформатора при емкостной нагрузке.

Индуктивное сопротивление вторичного рассеяния трансформатора  $x_2$  в некоторой степени компенсирует емкостное сопротивление нагрузки  $x_n$ , вследствие чего напряжение  $U_2$  может быть больше  $E_2$ . Емкостная составляющая приведенного вторичного тока  $I_2'$  частично компенсируется индуктивной составляющей  $I_{10}$ , благодаря чему  $I_1 < I_2$ . В этих условиях первичное напряжение  $U_1$  может быть меньше  $E_1$  из-за частичной компенсации реакции емкости в первичной цепи первичной индуктивностью рассеяния.

Вследствие того что реакция емкости во вторичной цепи при передаче в первичную цепь несколько компенсируется внутренними индуктивностями трансформатора, сдвиг фаз  $\varphi_1$  между  $U_1$  и  $I_1$  меньше, чем сдвиг фаз  $\varphi_2$  между  $U_2$  и  $I_2$ .

Построенные таким путем векторные диаграммы обычно изображают качественную сторону отношений в трансформаторе, но не количественную. Для наглядности на диаграмме приходится очень сильно преувеличивать внутренние падения напряжения и ток холостого хода, так как в реальном трансформаторе эти падения напряжения составляют лишь несколько процентов основных э. д. с.  $E_1$  и  $E_2$ . Таким образом, векторная диаграмма удобна как основание для составления уравнений, но не для отсчета на ней численных значений отдельных величин.

## 10-6. ПАРАМЕТРЫ И ВЕКТОРНАЯ ДИАГРАММА ПРИВЕДЕННОГО ТРАНСФОРМАТОРА

Коэффициент трансформации трансформаторов относительно велик, поэтому в большинстве случаев на векторной диаграмме трансформатора трудно изобразить в одном и том же масштабе высшее и низшее напряжения, например 6000 и 230 В. Кроме того, при

расчетах желательно непосредственно сопоставлять параметры первичной и вторичной обмоток — их активные и реактивные сопротивления и определять падение напряжения в нагруженном трансформаторе путем простого векторного сложения падений напряжений в первичной и вторичной обмотках. Связь между величинами, относящимися к двум цепям трансформатора, становится простой и наглядной, если «привести» вторичную обмотку к числу витков первичной, т. е. при построении диаграммы и расчетах заменить фактический трансформатор с отношением числа витков обмоток  $w_1/w_2$ , приведенным трансформатором, у которого коэффициент трансформации равен единице.

Приведение вторичной обмотки к условию  $w_1 = w_2$  не должно изменить режим первичной цепи, а в цепи самой вторичной обмотки должны сохраниться неизменными энергетические условия, т. е. активная и реактивная мощности (так как они не зависят от коэффициента трансформации) и их распределение между отдельными элементами вторичной цепи.

Следовательно, при приведении не должны изменяться сдвиги фаз между напряжениями и токами во вторичной цепи. Вторичные величины, пересчитанные надлежащим образом, будем обозначать теми же символами, что и действительные неприведенные величины, но будем отличать их знаком штрих.

Из условия неизменности энергетических отношений следует, что коэффициент приведения для всех одноименных величин должен быть одинаков, поэтому достаточно определить его для одного из напряжений или э. д. с., для одного тока и одного сопротивления.

Коэффициент приведения э. д. с. и напряжений можно найти на основании того, что при  $w_1 = w_2$  э. д. с.  $E_2 = E_1$ , а так как  $E_1 = E_2 w_1/w_2 = k_{12} E_2$ , то, следовательно, приведенная вторичная э. д. с.

$$E'_2 = k_{12} E_2 = E_2 w_1/w_2. \quad (10-7)$$

В таком же отношении при приведении изменяются и вторичное напряжение, и падения напряжения во вторичной обмотке:

$$U'_2 = k_{12} U_2; \quad I'_2 r'_2 = k_{12} I_2 r_2; \quad I'_2 j x'_2 = k_{12} I_2 j x_2.$$

При приведении должна остаться неизменной по величине полная мощность вторичной цепи:

$$S_2 = E_2 I_2 = E'_2 I'_2 = k_{12} E_2 I'_2.$$

На основании этого выражения определяется коэффициент приведения для тока, так как

$$I'_2 = (1/k_{12}) I_2 = I_2 w_2/w_1. \quad (10-8)$$

Таким образом, приведенный вторичный ток во вторичной цепи равен по величине составляющей первичного тока, уравновешивающей размагничивающее действие вторичного тока, но по фазе эти токи противоположны.

На основании неизменности активной мощности получим:

$$I_2^2 r_2 = I_2'^2 r'_2 = (1/k_{12}^2) I_2'^2 r'_2.$$

Следовательно, приведенное активное сопротивление вторичной обмотки

$$r_2' = k_{12}^2 r_2 = (w_1/w_2)^2 r_2. \quad (10-9)$$

Так как реактивная мощность  $Q_2$  при приведении должна остаться неизменной, то

$$I_2^2 x_2 = I_2'^2 x_2' = (1/k_{12}^2) I_2'^2 x_2',$$

поэтому приведенное индуктивное сопротивление вторичной обмотки

$$x_2' = k_{12}^2 x_2 = (w_1/w_2)^2 x_2. \quad (10-10)$$

Как видим, коэффициент приведения активных и реактивных сопротивлений  $k_{12}^2$  одинаков. Он является также коэффициентом приведения полных сопротивлений.

Векторная диаграмма приведенного трансформатора будет отличаться от построенной нами диаграммы на рис. 10-10 только тем, что в ней  $\dot{E}_1 = \dot{E}_2$ , благодаря чему можно сопоставлять непосредственно первичные напряжения и токи. В частности, если диаграмма построена в масштабе, то потеря напряжения в трансформаторе можно определить как простую разность  $U_1 - U_2'$ .

#### 10-7. ЭКВИВАЛЕНТНАЯ СХЕМА ТРАНСФОРМАТОРА И ЕЕ ВЕКТОРНАЯ ДИАГРАММА

Эквивалентной схемой трансформатора называется такая комбинация электрически соединенных сопротивлений, которая при ее включении на место трансформатора будет потреблять ту же мощность при том же токе и сдвиге фаз, как и замещаемый трансформатор. Эквивалентная схема заменяет трансформатор только как нагрузка в первичной цепи — в такой схеме отсутствует трансформация, но отдельные ее элементы должны потреблять такую же энергию, как и отдельные основные части трансформатора.

Систему уравнений трансформатора можно преобразовать так, чтобы определить параметры эквивалентной схемы через параметры трансформатора:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= \dot{I}_1 Z_1 + (-\dot{E}_1) = \dot{I}_1 Z_1 - k_{12} \dot{E}_2; \\ \dot{E}_2 &= \dot{I}_2 Z_2 + \dot{U}_2 = \dot{I}_2 Z_2 + \dot{I}_2 Z_N. \end{aligned} \right\} \quad (10-11)$$

В последнем выражении заменим  $\dot{I}_2 = -k_{12} \dot{I}_1$  и, подставив выражение для  $\dot{E}_2$  в уравнение первичного напряжения, получим:

$$\dot{U}_1 = \dot{I}_1 Z_1 + \dot{I}_1 k_{12}^2 Z_2 + \dot{I}_1 k_{12}^2 Z_N,$$

где  $k_{12}^2 Z_2 = Z_2'$  — приведенное полное внутреннее сопротивление вторичной обмотки;  $k_{12}^2 Z_N = Z_N'$  — приведенное полное сопротивление некоторой нагрузки, на которую замкнута вторичная обмотка трансформатора. Составленное таким образом уравнение можно рассматривать как первое уравнение напряжений эквивалентной схемы:

$$\dot{U}_1 = \dot{I}_1 Z_1 + \dot{I}_1 Z_2' + \dot{I}_1 Z_N'. \quad (10-12)$$

Напряжение  $-\dot{E}_1$ , уравновешивающее э. д. с.  $E_1$ , пропорционально потоку в сердечнике  $\Phi_m$ . Зависимость последнего от тока нелинейна вследствие непостоянства магнитной проницаемости стали. Но в рабочих условиях трансформатора поток в сердечнике мало изменяется, что позволяет пренебречь нелинейностью и считать этот поток  $\Phi_m$  прямо пропорциональным току  $I_{10}$ . На этом же основании можно считать напряжение  $-\dot{E}_1$  прямо пропорциональным тому же току  $I_{10}$ . Так как угол сдвига фаз между соответствующими векторами меньше  $90^\circ$  (рис. 10-10), то коэффициент пропорциональности можно рассматривать как некоторое полное сопротивление  $Z_{12}$ , которое можно назвать условно полным сопротивлением цепи намагничивания. Следовательно,  $-\dot{E}_1 = \dot{I}_{10} Z_{12}$ ; подставив это выражение в уравнение первичного напряжения (10-11), получим второе уравнение напряжений, нужное нам для составления эквивалентной схемы:

$$\dot{U}_1 = \dot{I}_1 Z_1 + \dot{I}_{10} Z_{12}. \quad (10-13)$$

Уравнение первичного тока можем использовать в качестве третьего уравнения, описывающего условия в искомой эквивалентной схеме:

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_{10} + \dot{I}_2'. \quad (10-14)$$

Уравнения (10-12) — (10-14) можно рассматривать как уравнения двух законов Кирхгофа для схемы на рис. 10-12, являющейся Т-образной эквивалентной схемой трансформатора. В ней  $Z_1$  изображает первичную обмотку,  $Z_2'$  — вторичную обмотку и  $Z_{12}$  — магнитную цепь. Сопротивление  $Z_H$  замещает нагрузку, на которую замкнута вторичная обмотка; оно находится вне эквивалентной схемы трансформатора. Изменениям нагрузки реального трансформатора соответствуют изменения приведенного сопротивления  $Z_H'$ , причем на основании изменений токов и частичных напряжений в эквивалентной схеме можно легко рассчитать изменения условий в реальном трансформаторе.

Построим векторную диаграмму эквивалентной схемы (рис. 10-13). Она отличается от диаграммы трансформатора тем, что в ней векторы вторичных напряжений и токов приведены к первичной обмотке и повернуты на  $180^\circ$ . Построение этой диаграммы удобно начинать с вектора  $\dot{E}_1 = \dot{E}_2'$ .

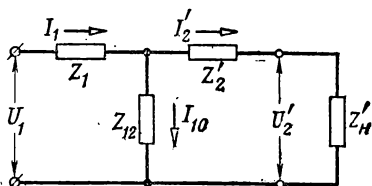


Рис. 10-12. Т-образная эквивалентная схема трансформатора.

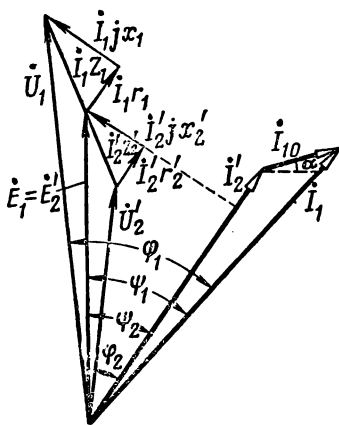


Рис. 10-13. Векторная диаграмма эквивалентной схемы трансформатора.

Вектор приведенного вторичного тока  $\dot{I}'_2$  следует строить по отношению к  $\dot{E}_1$  в сторону отставания под углом

$$\psi_2 = \arctg \frac{x'_2 + x_H}{r'_2 + r_H}.$$

Вектор намагничивающего тока  $\dot{I}_{10}$  отстает от  $\dot{E}_1$  на угол  $90^\circ - \alpha$ . Дальнейшее построение векторов вторичных напряжений выполняется так же, как и в диаграмме трансформатора, т. е. из  $\dot{E}_1$  вычитаем  $\dot{I}_2 j x'_2$ , а затем  $\dot{I}'_2 r'_2$  и находим  $\dot{U}'_2$ . Затем, складывая  $\dot{I}'_2$  и  $\dot{I}_{10}$ , определяем  $\dot{I}_1$ , после чего строим, так же как в диаграмме трансформатора, векторы внутренних падений напряжения первичной обмотки; прибавляя их к  $\dot{E}_1$ , получаем вектор первичного напряжения  $\dot{U}_1$ . Для векторной диаграммы эквивалентной схемы часто упо-

требуется название **диаграмма замещенного трансформатора**.

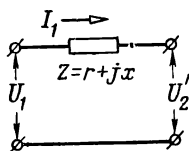


Рис. 10-14. Упрощенная эквивалентная схема трансформатора.

В ряде случаев можно существенно упростить эквивалентную схему, а следовательно, и определение ее параметров, если можно пренебречь намагничивающим током  $\dot{I}_{10}$ ; следовательно, можно считать, что  $\dot{I}_1 = \dot{I}'_2$ . Как уже отмечалось,  $\dot{I}_{10}$  составляет 3—10% номинального значения  $\dot{I}_1$ . Но погрешность, вызываемая исключением  $\dot{I}_{10}$ , уменьшается благодаря тому, что  $\dot{I}_2$  и  $\dot{I}_{10}$  складываются геометрически. Кроме того, при расчете падения

напряжения в трансформаторе эта погрешность является величиной второго порядка, так как она сказывается лишь на значении падения напряжения  $\dot{I}_1 Z_1$ , а последнее само по себе составляет лишь 3—5%  $\dot{U}_1$ .

Если опустить ветвь тока  $\dot{I}_{10}$ , то в упрощенной эквивалентной схеме сопротивления  $Z_1$  и  $Z'_2$  образуют простое последовательное соединение, благодаря чему активное сопротивление эквивалентной схемы  $r = r_1 + r'_2$ , реактивное сопротивление  $x = x_1 + x'_2$ , а  $Z = r + jx$  будет полным сопротивлением упрощенной эквивалентной схемы (рис. 10-14). С помощью такой схемы решается ряд практических вопросов, относящихся к эксплуатации трансформатора, в частности определяется изменение вторичного напряжения трансформатора, вызываемое нагрузкой.

Для определения полного сопротивления  $Z$  достаточно одного опыта короткого замыкания.

## 10-8. КОРОТКОЕ ЗАМЫКАНИЕ ТРАНСФОРМАТОРА

Коротким замыканием трансформатора называется его режим, когда вторичная обмотка замкнута накоротко или на очень малое сопротивление. Следует различать короткое замыкание в эксплуатационных условиях и опыт короткого замыкания. Первое представляет собой аварийное состояние трансформатора — внутри трансформатора выделяется большое количество тепла, что



может вызвать его разрушение. Опыт короткого замыкания служит для определения важнейших параметров трансформатора — внутреннего падения напряжения, потерь в проводниках и т. п. Для этого опыта зажимы вторичной обмотки трансформатора замыкаются накоротко, а напряжение на зажимах первичной обмотки сильно понижается до небольшого значения (примерно 5—10%  $U_{1\text{ ном}}$ ), при котором сила тока  $I_{1к}$  в первичной обмотке будет только равна номинальной, несмотря на короткое замыкание вторичной обмотки. Посредством вольтметра, амперметра и ваттметра измеряются напряжение  $U_{1к}$ , ток  $I_{1к}$  и мощность  $P_{1к}$ , потребляемая трансформатором (рис. 10-15). Электродвижущая сила  $E_{2к}$ , индуцируемая во вторичной обмотке при опыте короткого замыкания, должна быть равна падению напряжения вторичной обмотки, т. е.

$$\dot{E}_{2к} = \dot{I}_2 Z_2,$$

в то время как в рабочих условиях

$$\dot{E}_2 = \dot{I}_2 Z_2 + \dot{U}_2.$$

Следовательно, при опыте короткого замыкания  $E_{2к}$  составляет лишь несколько процентов  $E_2$  (2—5%). Прямо пропорционально э. д. с. уменьшается поток в сердечнике, а вместе с ним и намагничивающий ток, возбуждающий его.

В то же время при опыте короткого замыкания потери в проводниках обмоток такие же, как и при нагрузке, а потери в сердечнике незначительны, так как они пропорциональны (приблизленно)  $\Phi_m^2$ .

На этом основании можно считать, что при опыте короткого замыкания вся мощность  $P_{1к}$  затрачивается на электрические потери в проводниках обмоток трансформатора:

$$P_{1к} = I_1^2 r_1 + I_2^2 r_2,$$

а так как намагничивающим током ввиду его относительной малости можно пренебречь, то  $I_1 = I_2'$  и, следовательно,

$$P_{1к} = I_1^2 r_1 + I_2'^2 r_2 = I_1^2 (r_1 + r_2') = I_1^2 r. \quad (10-15)$$

С увеличением номинальной полной мощности  $S_{\text{ном}}$  трансформатора активная мощность  $P_{к.н.}$ , затрачиваемая во время опыта короткого замыкания при номинальном токе, относительно убывает.

При  $S_{\text{ном}} = 5 \div 20$  кВ·А отношение  $P_{к.н.}/S_{\text{ном}} = 3,7 \div 3\%$ , а при  $S_{\text{ном}} = 320 \div 5600$  кВ·А это отношение будет равно 2—1%.

На основании (10-15) определяется активное сопротивление упрощенной эквивалентной схемы трансформатора:

$$r = P_{1к}/I_1^2, \quad (10-16)$$

называемое также активным сопротивлением короткого замыкания трансформатора. Это значение, определенное непосредственно из результатов опыта, только ориентировочно определяет  $r$  нагруженного

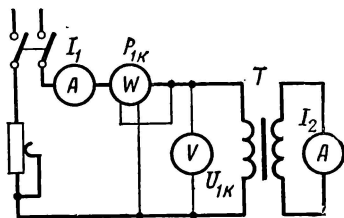


Рис. 10-15. Схема опыта короткого замыкания трансформатора.

трансформатора. Чтобы обеспечить минимальные размеры трансформатора, конструкторы выбирают плотность тока в проводниках и индукцию в сердечниках такой величины, которой при работе соответствуют почти предельно допустимые температуры нагревания. Такое нагревание существенно изменяет активное сопротивление проводников обмоток трансформатора, а следовательно, и потери в них. По этим причинам для определения потерь в обмотках при нагрузке значение  $r$ , найденное из опыта короткого замыкания, должно быть соответственно пересчитано (приведено к температуре 75 °C):

$$r_{75} = r (234,5 + 75) / (234,5 + \theta),$$

где  $\theta$  — ориентировочное значение температуры обмоток при опыте короткого замыкания.

Значение  $x$ , именуемое **индуктивным сопротивлением** короткого замыкания, можно считать не зависящим от температуры. Оно определяется поэтому непосредственно из результатов опыта:

$$x = \sqrt{(U_{1k}/I_1)^2 - r^2}. \quad (10-17)$$

Таким образом, полное сопротивление короткого замыкания, приведенное к рабочей температуре 75 °C,

$$z = \sqrt{r_{75}^2 + x^2}. \quad (10-18)$$

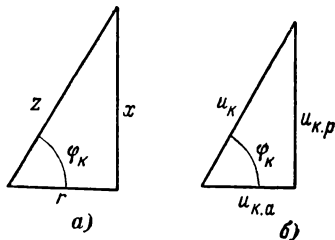


Рис. 10-16. Треугольник сопротивлений короткого замыкания (а) и треугольник падений напряжений (б) в трансформаторе.

Соответствующий треугольник сопротивлений короткого замыкания показан на рис. 10-16, а. Угол  $\varphi_k$  в этом треугольнике определяется отношением индуктивного сопротивления обмоток к активному. С увеличением сечения

проводников уменьшается их активное сопротивление и мало изменяется (немного уменьшается) индуктивное сопротивление. По этой причине с ростом мощности трансформатора угол  $\varphi_k$  увеличивается. При номинальной мощности трансформаторов  $S_k = 5 \div 50$  кВ·А  $\operatorname{tg} \varphi_k = 1 \div 2$ , а при  $S_{\text{ном}} = 50 \div 5600$  кВ·А он будет  $\operatorname{tg} \varphi_k = 2 \div 7$ .

На основании треугольника сопротивлений легко построить имеющий важное практическое значение **основной треугольник** короткого замыкания (рис. 10-16, б). Катетами в нем служат выраженные в процентах номинального напряжения  $U_{1 \text{ ном}}$  активная и индуктивная составляющие напряжения короткого замыкания. Они определяются при номинальном токе  $I_1$ , т. е.

$$u_{k,a} = \frac{I_{1 \text{ ном}} r_k}{U_{1 \text{ ном}}} \cdot 100\%; \quad u_{k,p} = \frac{I_{1 \text{ ном}} x_k}{U_{1 \text{ ном}}} \cdot 100\%.$$

Гипотенузой этого треугольника служит:

$$u_k = \frac{I_{1 \text{ ном}} z_k}{U_{1 \text{ ном}}} \cdot 100\%. \quad (10-19)$$

Напряжение короткого замыкания является важным практически параметром трансформатора: это величина, на основании которой определяются изменения вторичного напряжения трансформатора при нагрузке (§ 10-9). Согласно ГОСТ напряжение короткого замыкания должно быть указано на щитке трансформатора.

Чем выше номинальное напряжение трансформатора, тем больше  $u_k$ , из-за того что с увеличением толщины изоляции между обмотками возрастают потоки рассеяния, а следовательно, и индуктивные сопротивления  $x_1$  и  $x_2$ . При номинальной полной мощности  $S_{\text{ном}} = 5 \div 5600$  кВ·А и номинальном высшем напряжении 6,3 и 10 кВ  $u_k = 5,5\%$ , а при номинальной мощности 3200 и 4200 кВ·А и номинальном высшем напряжении 35 кВ  $u_k = 7\%$ .

Опыт короткого замыкания может служить также контрольным опытом для определения коэффициента трансформации. При коротком замыкании в уравнении магнитного равновесия (10-4) намагничивающая составляющая  $I_{10}w_1$  ничтожна, и ею можно пренебречь; следовательно,

$$I_1 w_1 = I_2 w_2$$

на основании чего

$$k_{12} = w_1/w_2 = I_2/I_1. \quad (10-20)$$

#### 10-9. ИЗМЕНЕНИЕ НАПЯЖЕНИЯ ТРАНСФОРМАТОРА

На основании данных опыта короткого замыкания легко определить потерю напряжения в трансформаторе.

Если включить первичную обмотку трансформатора под номинальное напряжение  $U_1$ , а ток вторичной обмотки изменять от нуля до номинального значения, то вторичное напряжение  $U_2$  трансформатора будет тем меньше, чем больше нагрузочный ток. Алгебраическая разность между вторичным напряжением холостого хода  $U_{20}$  и вторичным напряжением при полной нагрузке  $U_{2н}$  будет представлять собой изменение вторичного напряжения при переходе от холостого хода к нагрузке; при этом первичное напряжение должно поддерживаться равным номинальному значению.

Чтобы определить это изменение, вторичное напряжение обычно приводится к числу витков первичной обмотки; таким образом, изменение напряжения называется алгебраическая разность значений приведенного вторичного напряжения при холостом ходе и при нагрузке; но первое из них практически равно  $U_1$ , так как потеря напряжения в трансформаторе при холостом ходе ничтожна. Следовательно, изменение напряжения будет равно разности  $U_{1н} - U'_2$ . Оно выражается обыкновенно в процентах первичного напряжения и называется процентным изменением напряжения трансформатора:

$$\Delta U \% = \frac{U_{1н} - U'_2}{U_{1н}} \cdot 100 \% . \quad (10-21)$$

Так как соотношения в упрощенной эквивалентной схеме трансформатора (рис. 10-14) те же, что и в линии переменного тока (§ 5-19), то для определения потери напряжения в трансформаторе воспользуемся формулой (5-28), заменив в ней  $r_{\text{л}}$  через  $r$ , а  $x_{\text{л}}$  через  $x$ . Следовательно, потеря напряжения в трансформаторе

$$U_1 - U_2 = I_1 (r \cos \varphi_2 + x \sin \varphi_2).$$

Относительная величина изменения напряжения согласно (10-21)

$$\Delta U \% = \frac{100 I_1}{U_1} (r \cos \varphi_2 + x \sin \varphi_2). \quad (10-22)$$

Если выразить это изменение через активную и реактивную составляющие напряжения короткого замыкания, то

$$\Delta U \% = \Delta U_a \cos \varphi_2 + \Delta U_p \sin \varphi_2.$$

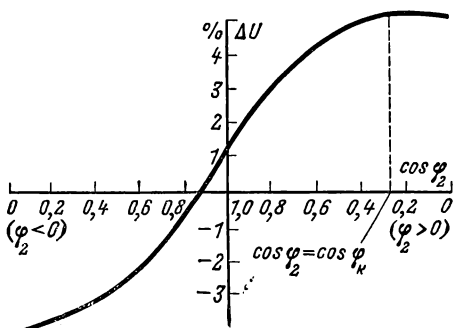


Рис. 10-17. Кривая зависимости изменения напряжения трансформатора от  $\cos \varphi_2$ .

На основании (10-22) можно построить кривую зависимости изменения напряжения от  $\cos \varphi_2$  (рис. 10-17) при  $I_1 = \text{const}$ . Наибольшее значение  $\Delta U \%$  соответствует условиям, когда  $\cos \varphi_2 = \cos \varphi_k$ , так как в этих условиях вектор внутреннего падения напряжения совпадает по направлению с вектором первичного напряжения, вследствие чего вторичное напряжение определяется как простая разность первичного напряжения и внутреннего падения напряжения:

$$U'_2 = U_1 - I_1 z.$$

#### 10-10. КОЭФФИЦИЕНТ ПОЛЕЗНОГО ДЕЙСТВИЯ ТРАНСФОРМАТОРА И ЕГО ЗАВИСИМОСТЬ ОТ НАГРУЗКИ

Отношение отдаваемой трансформатором мощности  $P_2$  к получаемой им мощности  $P_1$

$$\eta = P_2 / P_1 \text{ или } \eta \% = (P_2 / P_1) 100 \% \quad (10-23)$$

называется к. п. д. трансформатора; при номинальной нагрузке он очень высок, у больших трансформаторов он превышает 99 %. По этой причине почти не применяется прямое определение к. п. д. трансформатора на основании непосредственного измерения  $P_2$  и  $P_1$  — для получения удовлетворительных результатов нужно было бы измерять  $P_1$  и  $P_2$  с такой высокой степенью точности, какую практически получить очень трудно. Но относительно просто определение к. п. д. методом косвенного измерения на основании прямого измерения потерь в трансформаторе. Эти потери равны разности  $\Delta P = P_1 - P_2$ . Коэффициент полезного действия трансформатора

можно выразить через отдаваемую им мощность ( $P_2$ ) и потери следующим образом:

$$\eta = P_2 / (P_2 + \Delta P) = (P_1 - \Delta P) / P_1 = 1 - (\Delta P / P_1). \quad (10-24)$$

В трансформаторе существуют два вида потерь:  $P_c$  — потери в стали сердечника и  $P_{пр}$  — потери в проводниках обмоток.

Мощность холостого хода трансформатора практически вся затрачивается на потери в стали (§ 10-2).

Потери в стали пропорциональны квадрату амплитуды магнитного потока  $\Phi_m$  (см. § 8-5), а следовательно, квадрату э. д. с.  $E_1$ . Эта э. д. с. при нагрузке трансформатора изменяется вследствие падения напряжения в первичной обмотке (§ 10-1); при номинальной активно-индуктивной нагрузке она уменьшается по сравнению с э. д. с. при холостом ходе примерно на 2,5—4%, чему соответствует уменьшение потерь в стали на 5—8%. Но сами потери обычно составляют меньше 1%  $P_2$ , поэтому их изменением можно пренебречь и считать их постоянными и равными мощности холостого хода:  $P_c = P_{10}$ . Таким путем мы немного преувеличиваем потери в стали. Потери в стали мы называем постоянными потерями трансформатора.

Потери в проводниках определяются на основании опыта короткого замыкания с приведением к температуре 75 °С. При таком подсчете не учитываются небольшие потери от нагревания намагничивающим током проводников первичной обмотки. Следовательно, вычисленные на основании опыта короткого замыкания потери в проводниках обмоток немного меньше действительных потерь в обмотках нагруженного трансформатора. Но при расчете к. п. д. это уменьшение потерь в проводниках компенсируется вышеотмеченным преувеличением потерь в стали. Потери в проводниках мы называем переменными потерями.

Целесообразно в выражения к. п. д. и потерь в проводниках ввести коэффициент загрузки, равный отношению вторичного тока в условиях, для которых определяется к. п. д., к номинальному значению этого тока:

$$k_3 = I_2 / I_{2н}. \quad (10-25)$$

Следовательно, потери в проводниках будут равны:

$$I_2^2 r_{75} = k_3^2 I_{2н}^2 r_{75} = k_3^2 P_{к.н},$$

где  $P_{к.н}$  — мощность потерь в проводниках при номинальной нагрузке.

Можно считать  $U_2 \approx \text{const} \approx U_{2н}$ , и тогда

$$P_2 = U_2 I_{2н} k_3 \cos \varphi_2 = S_{н} k_3 \cos \varphi_2,$$

а к. п. д.

$$\eta = \left( 1 - \frac{\Delta P}{P_2 + \Delta P} \right) 100\% = \left( 1 - \frac{k_3^2 P_{к.н} + P_c}{k_3 S_{н} \cos \varphi_2 + k_3^2 P_{к.н} + P_c} \right) 100\%.$$

Эта величина для данного трансформатора зависит от  $\cos \varphi_2$  и  $k_3$ . Приравняв нулю производную от  $\eta$  по  $k_3$ , найдем, что к. п. д. трансформатора достигает максимального значения, когда  $k_3 = \sqrt{P_c/P_{к.н}}$ , т. е. когда постоянные потери равны переменным,

потери в стали равны потерям в проводниках.

В действительности при проектировании трансформатора приходится учитывать то обстоятельство, что он значительную часть времени не будет полностью загружен. По этой причине трансформаторы обычно рассчитываются так, чтобы максимум к. п. д. (рис. 10-18) соответствовал их средней нагрузке; например, при отношении потерь  $P_c : P_{к.н} = 0,5 \div 0,25$  максимум к. п. д. будет при нагрузке, которой соответствует  $k_3 = \sqrt{P_c/P_{к.н}} = 0,7 \div 0,5$ .

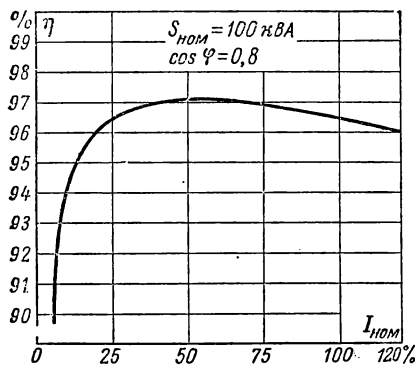


Рис. 10-18. Кривая зависимости к. п. д. трансформатора от нагрузки.

#### 10-11. ОСОБЕННОСТИ ТРЕХФАЗНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

Все изложенное выше относится как к однофазным, так и к трехфазным трансформаторам; в последнем случае — к одной фазе трансформатора, нагруженного симметрично. Теперь своевременно остановиться на особенностях в устройстве и работе трехфазных трансформаторов. Для трансформирования трехфазной системы токов можно воспользоваться трансформаторной группой — тремя однофазными трансформаторами, работающими как один целый агрегат. Логично поставить вопрос, нельзя ли объединить три однофазных трансформатора в один трехфазный аппарат и при этом достигнуть экономии материалов.

Покажем наглядно, что обуславливает экономию материала при построении трехфазного трансформатора. Представим себе три однофазных трансформатора (рис. 10-19, а). Составляя сердечник для трехфазного трансформатора, мы оставим без изменения те части сердечников однофазных трансформаторов, на которых расположены обмотки, а свободные части этих трех сердечников соединим в один общий магнитопровод (рис. 10-19, б). Такое построение магнитной системы можно сопоставить с соединением трех электрических цепей по схеме звезды. Но для трехфазной системы при равномерной нагрузке нулевой провод не нужен; отказываясь от него, мы получаем экономию меди. Нулевому проводу в магнитной системе трехфазного трансформатора соответствует средний общий стержень. При наличии симметричной трехфазной системы потоков этот стержень не нужен и может быть удален (рис. 10-19, в), так как алгебраическая сумма этих потоков всегда равна нулю. Поток в стали трансформатора можно считать прямо пропорциональным напряже-

нию и отстающим от него по фазе почти на  $90^\circ$  (§ 10-5). Три первичных напряжения трехфазной системы, следовательно, должны обуславливать три потока одинаковой амплитуды, сдвинутых по фазе по отношению друг к другу на одну треть периода ( $120^\circ$ ).

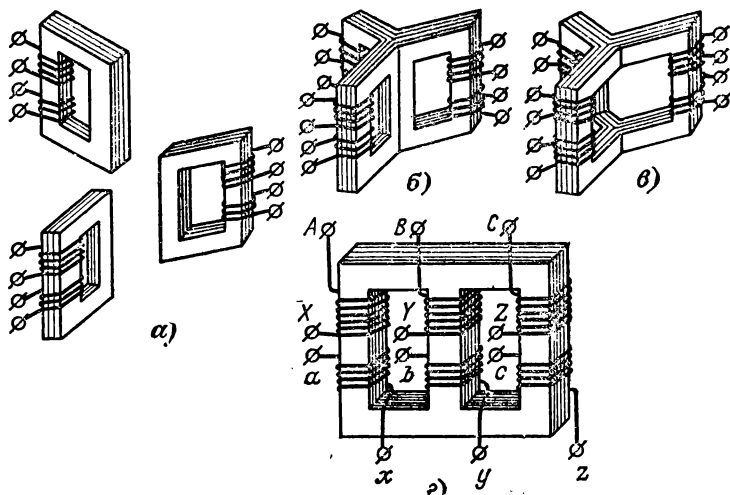


Рис. 10-19. Преобразование трех однофазных трансформаторов в один трехфазный.

Симметричный сердечник, показанный на рис. 10-19, в, неудобен для изготовления и в настоящее время заменен несимметричным магнитопроводом (рис. 10-19, г), который можно мыслить как выпрямленный вариант магнитопровода (рис. 10-19, в). Симметричная трехфазная система первичных напряжений трансформатора возбуждает и в таком несимметричном магнитопроводе симметричную систему магнитных потоков. Но из-за неравенства магнитных сопротивлений намагничивающие токи отдельных фаз между собой неравны. Однако эта несимметрия намагничивающих токов для основных соотношений существенного значения не имеет. Физически в каждый данный момент поток одного стержня замыкается через два других стержня магнитопровода (рис. 10-20).

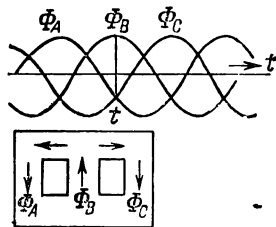


Рис. 10-20. Магнитные потоки в сердечнике трехфазного трансформатора.

Отметим, что для фазных напряжений и токов при симметричной нагрузке справедливы те отношения, какие нам известны для однофазного трансформатора. Эти условия нарушаются лишь в некоторых случаях при несимметричной нагрузке трехфазных трансформаторов.

Трансформаторная группа из трех однофазных трансформаторов дороже, чем трехфазный трансформатор той же мощности. Она

ванимает больше места, и ее к. п. д. несколько ниже, зато в качестве резерва на случай аварии или ремонта при такой группе достаточно иметь один однофазный трансформатор, так как маловероятно одно-временное повреждение всех трех однофазных трансформаторов, а периодический ремонт их может осуществляться поочередно. При трехфазном трансформаторе в качестве резерва необходим второй трехфазный трансформатор. Таким образом, трехфазная группа обеспечивает большую надежность при эксплуатации; наконец, перевозка и установка трех однофазных трансформаторов при больших мощностях значительно проще перевозки и установки трехфазного трансформатора большой мощности.

Практически большинство трансформаторов малой и средней мощности выполняются трехфазными, а для больших мощностей вопрос решается с учетом всех конкретных условий установки. Согласно ГОСТ трехфазные трансформаторы изготавливаются мощностью до 60 000 кВ·А, но, начиная с мощности  $3 \times 600 = 1800$  кВ·А, допускается применение трехфазных групп.

Зажимы трехфазного трансформатора согласно ГОСТ должны размечаться в порядке чередования фаз: на стороне высшего напряжения зажимы  $A, B, C$  — начала обмоток,  $X, Y, Z$  — их концы; на стороне низшего напряжения — соответственно  $a, b, c$  и  $x, y, z$  (рис. 10-19, г).

Основными способами соединения обмоток трехфазного трансформатора являются соединения по схеме звезды и по схеме треугольника. Эти два способа соединения условно обозначаются символами  $\Upsilon$  и  $\Delta$ . Наиболее простым и дешевым из них является соединение обеих обмоток трансформатора звездой. В этом случае каждая из обмоток и ее изоляция при глухом заземлении нулевой точки должны быть рассчитаны только на фазное напряжение и линейный ток; так как число витков обмотки трансформатора прямо пропорционально напряжению, то, следовательно, соединение звездой требует в каждой из обмоток меньшего количества витков, но большего сечения проводников с изоляцией, рассчитанной лишь на фазное напряжение. Соединение обеих обмоток звездой широко применяется для трансформаторов небольшой и средней мощности (примерно до 1800 кВ·А). Соединение звездой является наиболее желательным для высокого напряжения, так как при нем изоляция обмоток рассчитывается лишь на фазное напряжение. Чем выше напряжение и меньше ток, тем относительно дороже соединение треугольником.

Соединение треугольником конструктивно удобнее при больших токах. По этой причине соединение  $\Upsilon/\Delta$  можно считать наиболее распространенным для трансформаторов большой мощности в тех случаях, когда на стороне низшего напряжения не требуется нулевой провод.

Из соотношений в трехфазной системе следует, что при трехфазной трансформации только отношение фазных напряжений  $U_{1ф}/U_{2ф}$  всегда приближенно равно отношению чисел витков первичной и вторичной обмоток  $w_1/w_2$ ; что касается линейных напряжений, то их отношение зависит от способа соединения обмоток трансформатора.



При одинаковом способе соединения ( $\gamma/\gamma$  или  $\Delta/\Delta$ ) отношение линейных напряжений равно фазному коэффициенту трансформации. Но при различном способе соединения ( $\gamma/\Delta$  и  $\Delta/\gamma$ ) отношение линейных напряжений меньше или больше этого коэффициента в  $\sqrt{3}$  раз. Это дает возможность регулировать вторичное линейное напряжение трансформатора соответствующим изменением схемы соединения его обмоток.

## 10-12. ГРУППЫ СОЕДИНЕНИЙ ОБМОТОК ТРАНСФОРМАТОРОВ

Согласно принципу Ленца ток во вторичной обмотке трансформатора должен иметь направление, противоположное направлению первичного тока; что касается относительного направления тока в приемнике, то при соответствующем выборе зажимов вторичной обмотки (рис. 10-21) ток и напряжение в приемнике могут совпадать по фазе с первичным напряжением и током или быть им противоположными по фазе. В первом случае направление тока в приемнике будет таким, каким оно было бы при непосредственном включении приемника в первичную цепь. Направление тока определяет относительную фазу вторичной величины, что весьма важно при параллельном соединении трансформаторов, в измерительных трансформаторах и т. д.

Для условного обозначения сдвига фаз вторичного напряжения по отношению к первичному принято деление трансформаторов по группам соединений. При определении группы соединений трансформатора первичным напряжением считается его высшее напряжение, а вторичным — низшее напряжение.

Основанием для деления трансформаторов по группам соединений служит величина угла сдвига фаз между линейными высшим и низшим напряжениями. У двух трансформаторов с одинаковой группой соединений этот сдвиг фаз должен быть одинаков.

Обозначение групп соединений основано на сопоставлении относительного положения векторов высшего и низшего линейных напряжений с положением минутной и часовой стрелок. Для сопоставления минутная стрелка мыслится установленной на цифре 12 и с ней совмещается вектор линейного высшего напряжения, а часовая стрелка совмещается с вектором линейного низшего напряжения. Угол  $30^\circ$ , равный центральному углу между двумя соседними цифрами часового циферблата, служит единицей при отсчете угла сдвига фаз. Отсчет угла производится от минутной к часовой стрелке по направлению их вращения. Наименование группы соединений определяется на основании положения часовой стрелки.

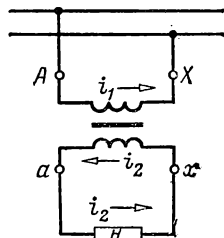


Рис. 10-21. Относительное направление токов в обмотках однофазного трансформатора и в нагрузке.

В случае однофазного трансформатора вектор низшего напряжения может составлять с вектором высшего напряжения приблизительно или  $0^\circ$ , или  $180^\circ$ . В первом случае это соответствует положению обеих стрелок на цифре 12, поэтому такое соединение именуется группой 0 (ноль часов). Во втором случае часовая стрелка должна быть поставлена на 6, т. е. это будет группа 6. В последнем случае первичная и вторичная обмотки намотаны в разных направлениях.

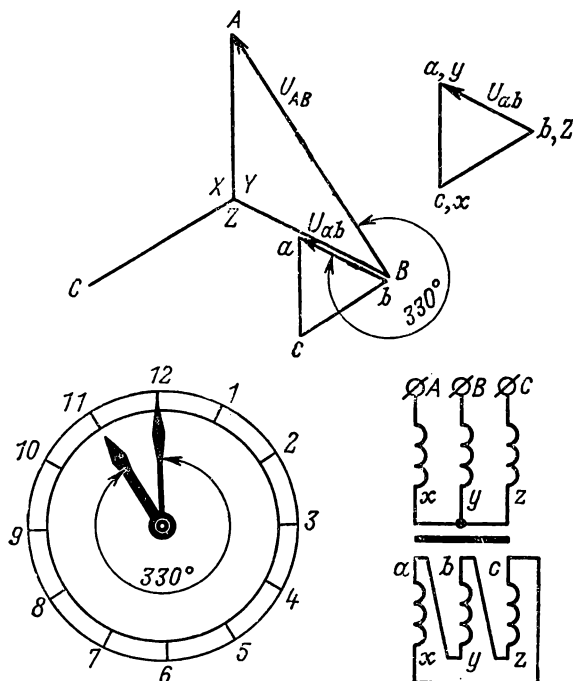


Рис. 10-22. Группа соединений 11 и ее векторная диаграмма.

Согласно ГОСТ для однофазных трансформаторов установлена одна стандартная группа соединений — 0.

У трехфазных трансформаторов возможны все 12 различных групп соединений, но желательно иметь минимальное число различных групп, поэтому для трехфазных трансформаторов установлены только две стандартные группы: 11 и 0. Группе 11 соответствуют два способа соединения: звезда/треугольник ( $\text{Y}/\Delta$ ) и звезда с выведенной нулевой точкой/треугольник ( $\text{Y}_0/\Delta$ ). Группе 0 соответствует один способ соединения: звезда/звезда с выведенной нулевой точкой ( $\text{Y}/\text{Y}_0$ ). Специальный знак ( $\Psi$ ) во втором и в третьем случае показывает, что при данном соединении обмоток нулевая точка имеет вывод. В числителе обозначения всегда указывается способ соединения обмотки высшего напряжения.

Группа 0 —  $\Upsilon/\Upsilon$  применяется для трансформаторов с высшим напряжением до 35 кВ включительно при низшем напряжении 230 В и мощности до 560 кВ·А или при том же пределе высшего напряжения при низшем напряжении 400 В и мощности до 1 800 кВ·А. Оба способа соединения по группе 11 применяются для более мощных трансформаторов и более высоких напряжений.

В качестве примера на рис. 10-22 показано, как при соединении  $\Upsilon/\Delta$  вектор низшего (вторичного) линейного напряжения  $U_{ab}$  образует с вектором высшего (первичного) линейного напряжения  $U_{AB}$  угол  $330^\circ$ , который равен углу между стрелками в 11 ч; следовательно, этот способ соединений должен быть отнесен к группе 11.

В зарубежной практике трансформаторостроения применяются и другие, нестандартные в СССР, группы соединений.

### 10-13. ОДНОФАЗНЫЕ И ТРЕХФАЗНЫЕ АВТОТРАНСФОРМАТОРЫ

В ряде случаев при передаче электроэнергии требуется соединить между собой через трансформатор электрические цепи, отношение номинальных напряжений которых не превышает 2, например цепи высокого напряжения 110 и 220 кВ. В подобных случаях экономически целесообразно вместо трансформатора применить автотрансформатор, так как его к. п. д. выше, а размеры меньше, чем трансформатора на ту же номинальную мощность.

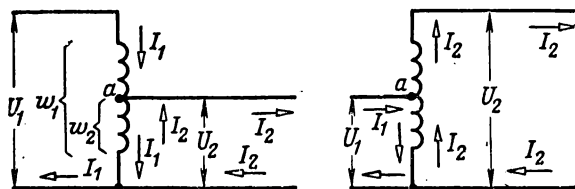


Рис. 10-23. Схема соединений обмотки автотрансформатора с внешними цепями.

Автотрансформатор отличается от трансформатора тем, что он имеет лишь одну обмотку — обмотку высшего напряжения, а обмотка низшего напряжения является частью обмотки высшего напряжения.

Обмотка высшего напряжения автотрансформатора может работать как первичная или как вторичная обмотка аппарата (рис. 10-23).

В автотрансформаторе используется то обстоятельство, что при постоянстве первичного напряжения остается постоянным и поток  $\Phi_m$  в сердечнике аппарата, так как

$$U_1 \approx 4,44 f w_1 \Phi_m.$$

Этот поток индуцирует в каждом витке обмотки э. д. с., практически не зависящую от силы тока, проходящего по обмотке. Следовательно, постоянным поддерживается и распределение напряжений

между отдельными частями обмотки. Можно рассматривать обмотку автотрансформатора, как образованную наложением независимых первичной и вторичной обмоток. Напряжения и токи автотрансформатора связаны теми же приближенными соотношениями, как и в трансформаторе,

$$U_1/U_2 \approx w_1/w_2 \approx I_2/I_1.$$

При этом по общей части обмотки проходят одновременно два тока  $I_1$  и  $I_2$ ; следовательно, результирующая сила тока в общей части обмотки равна геометрической сумме первичного и вторичного токов, а так как эти токи почти противоположны по фазе, то, пренебрегая влиянием намагничивающего тока, можно считать, что в общей части обмотки проходит ток  $I_2 - I_1$ .

Если коэффициент трансформации  $k_{12} = w_1/w_2$  лишь немного отличается от единицы, то токи  $I_2$  и  $I_1$  мало отличаются друг от друга, а их разность  $I_2 - I_1$  является по сравнению с каждым из них малой величиной. Это позволяет выполнить часть обмотки, в которой совмещаются две обмотки обыкновенного трансформатора, с нужным числом витков, но из значительно более тонкой проволоки, благодаря чему обмотка автотрансформатора оказывается более дешевой. Вместе с тем она требует для своего размещения меньше места, благодаря чему можно уменьшить окно сердечника автотрансформатора, а следовательно, и размеры сердечника.

Размеры трансформатора определяются его полной расчетной мощностью  $S_T = U_1 I_1 \approx U_2 I_2$ . Она равна номинальной мощности, передаваемой трансформатором. Но у автотрансформатора расчетная мощность  $S_{AT}$  меньше передаваемой мощности.

Полная расчетная мощность общей части (рис. 10-23) обмотки трансформатора

$$S_2 = E_2 (I_2 - I_1) = E_2 I_2 (1 - w_2/w_1).$$

Полная расчетная мощность остальной части обмотки

$$S_1 = (E_1 - E_2) I_1 = E_1 I_1 (1 - w_2/w_1),$$

а так как мы приближенно считаем

$$E_2 I_2 \approx E_1 I_1,$$

то, следовательно,

$$S_1 = S_2 = S_{AT}.$$

Расчетная мощность каждой из обмоток трансформатора

$$S_T = E_1 I_1 \approx E_2 I_2.$$

Следовательно, при одной и той же передаваемой мощности соотношение между расчетными мощностями автотрансформатора и трансформатора будет равно:

$$S_{AT}/S_T = 1 - w_2/w_1. \quad (10-26)$$

Чем ближе  $w_2$  к  $w_1$ , тем выгоднее применение автотрансформатора.

Преимущества автотрансформатора уменьшаются с увеличением коэффициента трансформации. Одновременно начинает играть роль другое обстоятельство, а именно электрическое соединение цепей высшего и низшего напряжений. Пока высшие и низшие напряжения одного порядка, электрическое соединение цепей не встречает препятствий. Но автотрансформатор нельзя применить, например, для питания распределительной сети 220 В от сети высокого напряжения 6 000 В, так как это не только привело бы к необходимости рассчитать изоляцию распределительной сети на 6 000 В и, следовательно, чрезвычайно удорожило бы ее, но было бы опасно для жизни всех лиц, пользующихся распределительной сетью.

Вследствие этого автотрансформаторы применяются лишь в тех случаях, где требуется сравнительно небольшое изме-

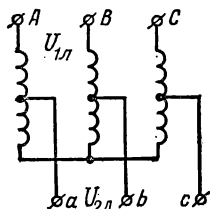


Рис. 10-24. Схема трехфазного автотрансформатора.

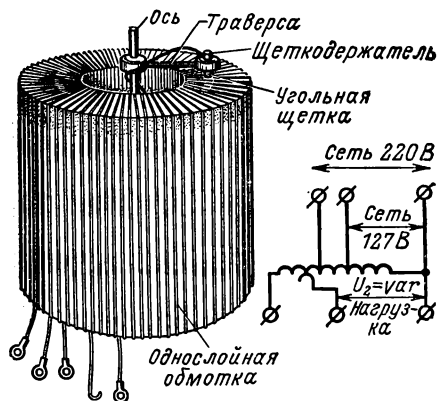


Рис. 10-25. Лабораторный регулируемый автотрансформатор (без кожуха) и его схема.

нение напряжения — при высоких напряжениях — не более чем в 1,5—2, при низких — не более чем в 3 раза.

Трехфазные автотрансформаторы обычно соединяются по схеме звезды с выведенной нулевой точкой (рис. 10-24) или без нее.

Изменение положения точки *a* (рис. 10-23) по отношению к обмотке соответственно изменяет вторичное напряжение автотрансформатора, что можно использовать для плавного регулирования этого напряжения. В соответствующих лабораторных автотрансформаторах (ЛАТР) одним из зажимов вторичной цепи служит подвижный рычажный контакт (рис. 10-25). Так как щетка этого контакта замыкает накоротко один-два витка обмотки, то она должна иметь повышенное сопротивление, чтобы предупредить возникновение значительных токов короткого замыкания. Обычно эта щетка делается угольной. Иногда таким контактом служит специальное колесико.

#### 10-14. МНОГООБМОТОЧНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ

Во многих электрических установках желательна энергетическая связь нескольких цепей с различными номинальными напряжениями. Такая связь может быть осуществлена через многообмоточный трансформатор. Последний имеет одну или несколько первичных

обмоток и несколько вторичных обмоток. Простейшим примером многообмоточного трансформатора является трехобмоточный трансформатор, широко применяемый в современных сетях высокого напряжения.

Трехобмоточный трансформатор имеет три электрически не связанные между собой обмотки: высшего напряжения  $w_1$  (ВН), среднего напряжения  $w_2$  (СН) и низшего напряжения  $w_3$  (НН), например ВН 220 кВ, СН 38,5 кВ, НН 11 кВ. Из трех обмоток трансформатора одна является первичной, две другие — вторичными. Размещены все эти обмотки на одном общем сердечнике. Последний ничем не отличается от сердечника двухобмоточного трансформатора. Первичная обмотка трехобмоточного трансформатора служит намагничивающей, ее ток возбуждает главный магнитный поток. Последний пронизывает две вторичные обмотки и наводит в них э. д. с., пропорциональные числам витков этих обмоток. При замыкании вторичных обмоток на сопротивления в них возникают соответствующие токи  $I_2$  и  $I_3$ . Размагничивающее действие этих токов будет определяться геометрической суммой н. с. второй и третьей обмоток. Следовательно, н. с. первичной обмотки должна уравновешивать эту суммарную н. с. и, кроме того, иметь намагничивающую составляющую:

$$\dot{I}_1 w_1 = (-\dot{I}_2 w_2) + (-\dot{I}_3 w_3) + \dot{I}_{10} w_1, \quad (10-27)$$

в соответствии с чем первичный ток трансформатора можно рассматривать как геометрическую сумму приведенных токов второй и третьей обмоток и намагничивающего тока:

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_2' + \dot{I}_3' + \dot{I}_{10}, \quad (10-28)$$

где

$$\dot{I}_2' = -\dot{I}_2 w_2 / w_1; \quad \dot{I}_3' = -\dot{I}_3 w_3 / w_1.$$

Таким образом, в трехобмоточном трансформаторе происходит передача энергии одновременно в две вторичные цепи второй и третьей обмоток.

Маловероятно, что обе вторичные обмотки одновременно будут загружены на их номинальную мощность и, кроме того, что при такой одновременной нагрузке токи  $I_2$  и  $I_3$  в это время совпадут по фазе. Поэтому первичная обмотка обычно рассчитывается на номинальную мощность меньшую, чем сумма номинальных мощностей вторичных обмоток.

Номинальной мощностью трехобмоточного трансформатора считается полная мощность его наиболее мощной обмотки.

Вследствие наличия трех обмоток в трехобмоточном трансформаторе приходится различать три коэффициента трансформации:

$$k_{12} = w_1 / w_2; \quad k_{13} = w_1 / w_3; \quad k_{23} = w_2 / w_3 = k_{13} / k_{12}.$$

Эти коэффициенты трансформации определяются на основании отношений напряжений при холостом ходе, так же как в двухобмоточных трансформаторах.

В последние годы взамен трехобмоточных трансформаторов во многих случаях применяются трансформаторы, у которых обмотки ВН и СН имеют автотрансформаторную связь, а трансформаторная связь остается лишь для обмотки НН, изолированной от обмоток ВН и СН.

## 10-15. ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ РАБОТА ТРАНСФОРМАТОРОВ

При параллельной работе первичные обмотки трансформаторов получают энергию от общего источника (рис. 10-26), а вторичные их обмотки питают общую нагрузку.

Трансформаторы, включаемые на параллельную работу, должны удовлетворять трем условиям, из которых первое должно быть выполнено безусловно, а второе и третье допускают в известных пределах небольшие отклонения. Эти три условия следующие:

- 1) одна и та же группа соединений;
- 2) одинаковые номинальные первичные и вторичные напряжения, разница в коэффициентах трансформации не должна превышать 0,5%;
- 3) одинаковые напряжения короткого замыкания (допускается отклонение  $\pm 10\%$ ).

Выполнение первых двух условий предупреждает возникновение больших уравнительных токов в обмотках трансформаторов при холостом ходе вследствие несовпадения фаз или неравенства их вторичных э. д. с.

При параллельном включении двух однофазных трансформаторов правильный выбор вторичных зажимов можно проконтролировать вольтметром, присоединенным параллельно с контактами рубильника (рис. 10-26), служащего для включения второго трансформатора. Если зажимы выбраны правильно, то стрелка вольтметра не отклоняется; в противном случае вольтметр показывает удвоенное значение вторичного напряжения трансформаторов.

При параллельном соединении двух трехфазных трансформаторов, если не соблюдено только первое условие, между вторичными линейными напряжениями неизбежен сдвиг фаз на  $30^\circ$ . Вследствие этого в контуре, образуемом двумя фазными обмотками трансформаторов, будет действовать результирующая э. д. с.  $E$ . Так как внутреннее сопротивление обмоток мало, эта э. д. с. создает в контуре ток очень большой силы, опасный для целостности обмоток трансформаторов.

Третье условие должно быть выполнено для того, чтобы при включении нагрузки последняя распределялась между параллельно работающими трансформаторами пропорционально их номинальным (полным) мощностям. В упрощенной эквивалентной схеме трансформатор замещается полным сопротивлением короткого замыкания

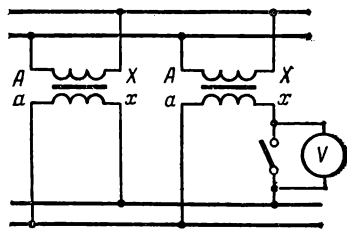


Рис. 10-26. Соединение трансформаторов для параллельной работы.

(§ 10-7). Два параллельно работающих трансформатора могут быть изображены в общей эквивалентной схеме двумя соединенными параллельно сопротивлениями короткого замыкания  $z_I$  и  $z_{II}$  (рис. 10-27).

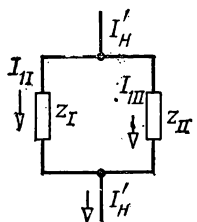


Рис. 10-27. Эквивалентная схема параллельного соединения трансформаторов.

При таком соединении токи  $I_I$  и  $I_{II}$  распределяются между параллельными ветвями обратно пропорционально их полным сопротивлениям:

$$I_I/I_{II} = z_{II}/z_I. \quad (10-29)$$

Напряжение короткого замыкания трансформатора равно произведению номинального тока  $I_H$  трансформатора на его сопротивление короткого замыкания  $z$ , и если эти напряжения у двух трансформаторов равны, то

$$I_H z_I = I_{IIH} z_{II};$$

а так как первичные номинальные напряжения ( $U_{IH}$ ) у трансформаторов должны быть одинаковы, то

$$z_{II}/z_I = I_H/I_{IIH} = U_{IH}I_H/U_{IH}I_{IIH} = S_{IH}/S_{IIH}.$$

Сопоставляя это отношение с (10-29), получаем:

$$I_I/I_{II} = z_{II}/z_I = S_{IH}/S_{IIH}, \quad (10-30)$$

т. е. нагрузочные токи в данном случае распределяются между трансформаторами пропорционально их номинальным полным мощностям. Таким образом, равенство напряжений короткого замыкания обеспечивает распределение между трансформаторами нагрузки пропорционально их номинальной полной мощности.

## 10-16. УСТРОЙСТВО СЕРДЕЧНИКА И ОБМОТОК

Рабочие условия трансформатора определяют ряд особенностей в конструкции основных частей трансформатора. Такими частями являются сердечник, обмотки, а у трансформаторов с масляным охлаждением — бак с маслом. Сердечник образует магнитную цепь трансформатора. Он набирается из листов электротехнической стали, содержащей для уменьшения потерь от вихревых токов до 4—5% кремния. Листы берутся толщиной 0,35 или 0,5 мм. Чтобы создать изоляцию между листами, их перед сборкой сердечника покрывают изоляционным лаком. Листы стягивают в пачки стальными шпильками, изолированными от листов, чтобы не образовались короткозамкнутые витки. В зависимости от положения сердечника по отношению к обмоткам принято различать стержневые трансформаторы (рис. 10-28), у которых обмотки охватывают стержни сердечника, и броневые (рис. 10-29), у которых сердечник частично охватывает обмотки. Те и другие сердечники могут быть как однофазными (рис. 10-28, а), так и трехфазными (рис. 10-28, б).



Стержневой сердечник составляют стержни, на которых размещаются обмотки, и два ярма, замыкающие магнитную цепь и свободные от обмоток. Он проще по конструкции, и условия изо-

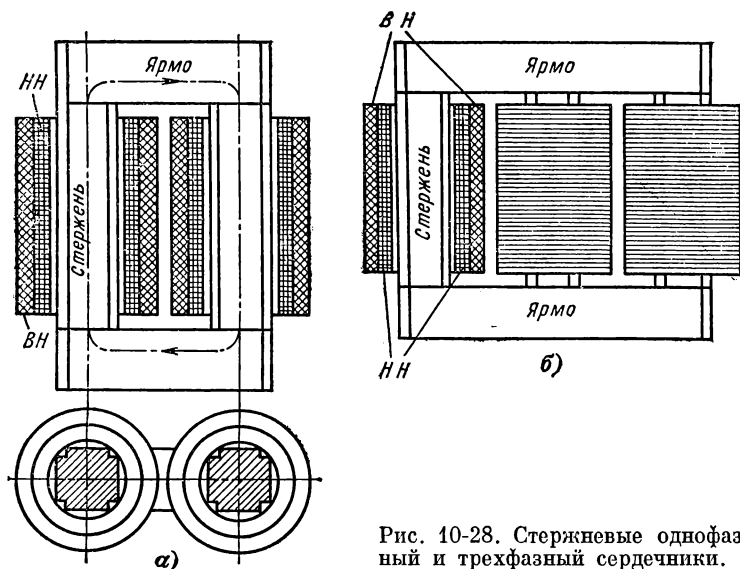


Рис. 10-28. Стержневые однофазный и трехфазный сердечники.

ляции обмоток на нем более благоприятны. По этим причинам большинство трансформаторов снабжается стержневым сердечником. Для лучшего использования площади внутри обмотки поперечное сечение стержня имеет форму ступенчатого многоугольника с тем большим числом ступеней, чем мощнее трансформатор; лишь у малых трансформаторов это сечение имеет форму прямоугольника или квадрата. В трансформаторе средней и большой мощности для лучшего охлаждения между отдельными пакетами стали сердечника устраиваются каналы для масла. Ярмо стержневого сердечника имеет ступенчатую или прямоугольную форму. Некоторым преимуществом броневое сердечника является то, что он частично защищает обмотки от механических повреждений. Броневой сердечник применяется для малых сухих трансформаторов (рис. 10-29). Кроме того, он применяется в трансформаторах значительной мощности (500 кВ·А и выше) в виде намотанного сердечника. Такой сердечник изготовляется из холоднокатаной стали, для которой характерны малые потери и высокая магнитная проницаемость в направлении прокат-

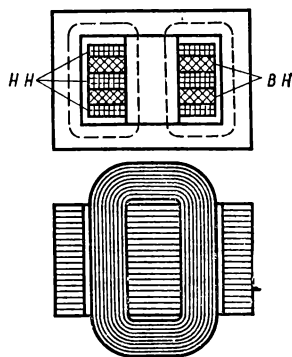


Рис. 10-29. Однофазный броневой сердечник.

ки. Применение этой стали в трансформаторах дает экономию материалов порядка 15—20%.

Для уменьшения магнитного сопротивления стыков отдельных листов стали сердечника в большинстве случаев в местах стыков листы шихтуются (рис. 10-30), т. е. укладываются впереплет — стыки одного слоя магнитопровода перекрываются сплошными частями листа следующего ряда и т. д.

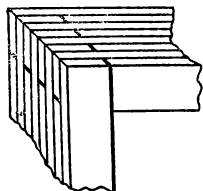


Рис. 10-30. Шихтование листов сердечника в стыках.

В зависимости от относительного расположения обмоток высшего и низшего напряжения они подразделяются на концентрические и чередующиеся.

Концентрические обмотки применяются в большинстве трансформаторов. Простейшим их видом является цилиндрическая обмотка, катушки которой имеют форму двух коаксиальных цилиндров (рис. 10-28). Ближе к стержню располагается обмотка низшего напряжения, так как ее проще изолировать от сердечника. Обмотка высшего напряжения охватывает обмотку низшего напряжения. Обмотки отделяются друг от друга изолирующим цилиндром из специального картона или бакелизированной бумаги.

Относительно редко, преимущественно в броневых трансформаторах, применяются чередующиеся обмотки, в которых чередуются положенные друг на друга дискообразные катушки НН и ВН (рис. 10-29), причем крайние катушки, прилегающие к ярму, должны быть низшего напряжения.

#### 10-17. НАГРЕВАНИЕ И ОХЛАЖДЕНИЕ ТРАНСФОРМАТОРОВ

Потери энергии в трансформаторе относительно малы, но абсолютная величина их в мощных трансформаторах весьма значительна; поэтому одной из важнейших задач при конструировании трансформаторов является обеспечение отвода в окружающую среду тепла, выделяющегося в обмотках и в стали трансформатора.

Задача эта тем сложнее, чем мощнее трансформатор. При заданных индукции в сердечнике и плотности тока в обмотке потери в трансформаторе возрастают пропорционально увеличению его объема, следовательно, пропорционально кубу увеличения его линейных размеров. В то же время поверхность теплоотдачи увеличивается лишь пропорционально квадрату увеличения линейных размеров. Например, исходным размером трансформатора  $k, l, m$  (рис. 10-31) соответствуют объем  $V_1 = klm$  и поверхность охлаждения  $S_1 = 2km + 2lm$  (через дно и верхнюю крышку теплоотдача весьма мала). После увеличения линейных размеров в  $n$  раз увели-

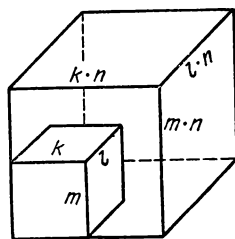


Рис. 10-31. Объем и поверхность теплоотдачи.

ченный объем будет

$$V_2 = n^3 klm = n^3 V_1,$$

а увеличенная поверхность охлаждения

$$S_2 = n^2 (2km + 2lm) = n^2 S_1.$$

Следовательно, с увеличением мощности трансформатора быстро растет энергия, которую должна отдавать единица его поверхности в секунду. Это вынуждает искусственно увеличивать поверхность охлаждения мощных трансформаторов и усиливать теплоотдачу с этой поверхности.

Ухудшение условий теплоотдачи с ростом мощности имеет место в большинстве электрических машин и аппаратов.

Установившаяся температура отдельных частей трансформатора не должна превышать определенных предельных значений. Последние установлены в расчете на то, что температура окружающего воздуха 35 °С. Кроме того, предполагается, что в эксплуатационных условиях имеют место суточные и годовые колебания нагрузки трансформатора, поэтому работа трансформатора при указанных выше предельных температурах чередуется с периодами работы при более низких температурах. Соблюдение такого температурного режима обеспечивает исправную работу трансформатора в течение нормального для него срока 15—20 лет. Длительное повышение температуры вызывает необратимое ухудшение изоляционных и механических свойств диэлектрических материалов — старение изоляции. Особенно быстро ухудшается качество хлопчатобумажной оплетки проводов обмоток.

Для охлаждения трансформатора применяются: 1) естественное воздушное охлаждение; 2) естественное масляное охлаждение; 3) масляное охлаждение с дутьем; 4) масляное охлаждение с принудительной циркуляцией масла.

Естественное воздушное охлаждение применяется в сухих трансформаторах: тепло, выделяющееся в трансформаторе, отдается непосредственно окружающему воздуху. Вследствие плохой теплопередачи распределение температуры в сухом трансформаторе может быть весьма неравномерным. Теплоемкость трансформатора, а следовательно, и его постоянная времени нагревания невелики, поэтому трансформатор допускает лишь весьма кратковременные перегрузки, так как он относительно быстро достигает теплового равновесия. Кроме того, из-за низкой электрической прочности воздуха (21 кВ/см) условия изоляции в сухом трансформаторе мало благоприятны и приходится считать также с тем, что пыль, оседая на обмотках, существенно ухудшает их изоляцию. По этим причинам воздушное охлаждение применяется преимущественно в трансформаторах малой мощности и низкого напряжения. Однако в специальных случаях, например когда испытательный трансформатор должен иметь большое число выводов, воздушное охлаждение применяется для мощностей до 1 000 кВ·А и напряжений до 10 кВ.

Основное значение в настоящее время имеют масляные трансформаторы. В них собственно трансформатор, т. е. сердечник с обмотками, помещен в стальной бак, наполненный тщательно очищенным нефтяным маслом. Последнее, нагреваясь, циркулирует в баке и, омывая обмотки и сердечник, путем конвекции тепла интенсивно их охлаждает. Благодаря этому можно значительно повысить тепловую нагрузку активных частей трансформатора. Электрическая прочность масла в несколько раз выше, чем воздуха, что делает возможным значительное уменьшение расстояний от проводников обмоток до сердечника.

Выделяемое активными частями трансформатора тепло должно быть отведено в воздух главным образом через боковые поверхности

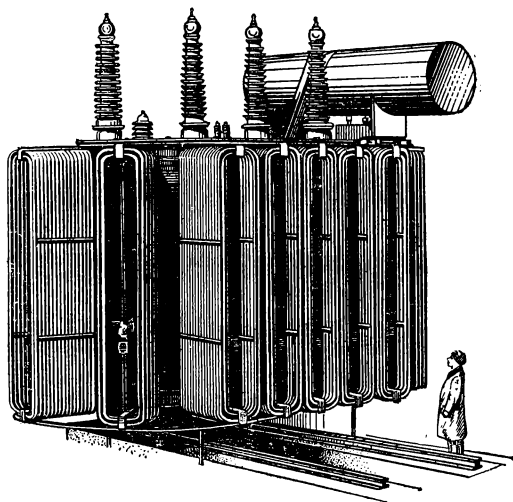


Рис. 10-32. Мощный трансформатор с радиаторным баком.

бака, так как днище плохо отводит тепло, а на верхней крышке обычно установлены различные вспомогательные устройства. В трансформаторах до 20—30 кВ·А достаточную поверхность охлаждения дает гладкий бак. Но с увеличением мощности необходимо увеличить поверхность охлаждения бака, что достигается применением трубчатых баков для трансформаторов мощностью до 15—20 000 кВ·А (рис. 10-3). Дальнейшее усиление охлаждения, необходимое для более мощных трансформаторов, достигается применением ради-

аторных баков с естественным или дутьевым охлаждением радиаторов (рис. 10-32).

Для трансформаторов больших мощностей (примерно от 90 МВ·А) применяется принудительная циркуляция масла с дутьевым воздушным охлаждением. При такой системе охлаждающие устройства (обычно их несколько) устанавливаются рядом с трансформатором на специальных фундаментах. Электродвигатель устройства приводит в действие насос, который прогоняет масло, засасываемое из бака, по алюминиевым трубкам охладителя. Последние подвергаются интенсивному обдуву вентиляторами охлаждающего устройства. Установка снабжается автоматическим управлением, поддерживающим определенную температуру масла с помощью включения или отключения группы охладителей.

Объем масла в баке трансформатора во время работы значительно изменяется: нагреваясь, оно расширяется, а при уменьшении нагрузки масло, охлаждаясь, возвращается к первоначальному объему.

Следовательно, в баке трансформатора должно быть предусмотрено пространство для расширения масла. В трансформаторах мощностью до 100 кВ·А при напряжении до 6,6 кВ в баке под крышкой оставляют достаточное воздушное пространство; когда масло расширяется, воздух в той или иной степени выдавливается через специальную пробку.

Когда масло сжимается, внутрь бака проникает влажный воздух и отдает влагу весьма гигроскопичному маслу. При каждом новом остывании масла в бак проникают с воздухом все новые порции влаги. В результате на дне бака собирается слой воды, а пробивное напряжение масла резко уменьшается. Наконец, кислород воздуха вызывает процессы окисления в масле, также снижающие его электрическую прочность.

Чтобы защитить масло более мощных трансформаторов от соприкосновения с воздухом, бак наполняют маслом доверху, а в качестве резервуара для избытка масла во время нагревания служит расширитель (рис. 10-33) — цилиндр из листовой стали. Он укрепляется на крышке трансформатора и соединяется с баком трубопроводом. Последний заканчивается в расширителе несколько выше его дна. Объем расширителя составляет примерно 10% объема бака. Влага воздуха и осадки в большей части оседают на дно расширителя в грязевик, откуда периодически удаляются через спусковой кран. Расширитель снабжается маслоуказателем для наблюдения за уровнем масла и трубкой с отверстиями для всасывания и вытеснения воздуха. При низшей температуре, когда трансформатор выключен, масло должно находиться в расширителе на низшей отметке маслоуказателя. Поверхность соприкосновения масла с воздухом в расширителе значительно меньше, чем это было бы в баке; кроме того, масло здесь более низкой температуры, поэтому меньше окисляется.

Для наблюдения за температурой верхних слоев масла в верхнюю крышку бака должен быть вделан термометр или трансформатор должен быть снабжен термометрическим сигнализатором.

Недостатком масляного охлаждения является горючесть масла (температура вспышки масла около 160 °С), оно пожаро- и взрывоопасно. Если в результате ухудшения изолирующих свойств масла в баке произойдет пробой и образуется электрическая дуга, то масло загорится. Газы, образовавшиеся при этом, могут сорвать крышку трансформатора, и горючее масло будет выброшено из бака. По этим причинам масляные трансформаторы устанавливают с соблюдением специальных требований.

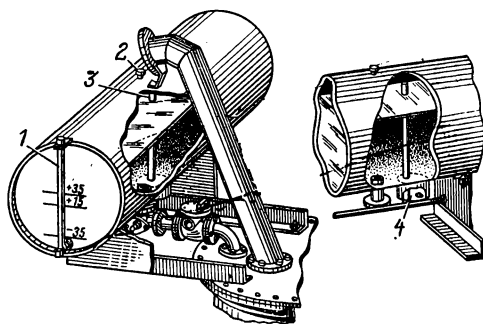


Рис. 10-33. Устройство расширителя.

1 — указатель уровня масла; 2 — пробка для заливки масла; 3 — трубка для циркуляции воздуха; 4 — грязеотстойник.

Для предупреждения возможности газообразования в баке трансформаторы средней и большой мощности снабжаются газовым реле. Последнее встраивается в трубопровод, соединяющий бак трансформатора с расширителем. При значительном выделении газов в баке реле автоматически отключает трансформатор, предупреждая развитие аварии.

Для предупреждения деформации бака при образовании газов трансформаторы мощностью 1000 кВ·А и выше снабжаются выхлопной трубой (рис. 10-3). Последняя нормально закрывается стеклянной пластинкой — мембраной. При образовании большого количества газов они выдавливают мембрану и выходят в атмосферу.

Для особо ответственных установок применяются трансформаторы с заполнением негорючей синтетической жидкостью (совтолом или соволом) или бак заполняется кристаллическим кварцевым песком. Указанные жидкости и их пары ядовиты.

Применение жидкостных охладителей существенно осложняет эксплуатацию трансформаторов, так как необходимы постоянный надзор за состоянием этих охладителей и периодическая их очистка или замена. В ряде случаев, когда трансформаторы небольшой мощности (примерно до 500 кВ·А) размещаются вдали от устройства для очистки охладителей, оказывается экономически целесообразным установить более дорогой и громоздкий сухой трансформатор и таким путем освободиться в дальнейшем от ухода за жидкостным охладителем.

#### 10-18. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ

Задачей измерительных трансформаторов является: во-первых, изоляция измерительных приборов и аппаратов автоматической защиты от цепи высокого напряжения, чем достигается безопасность измерения; во-вторых, расширение пределов измерения измерительных приборов.

При непосредственном включении измерительных приборов в цепь высокого напряжения они были бы опасными при прикосновении. Во вторичных цепях измерительных трансформаторов в нормальных рабочих условиях напряжение не превышает 100 В, а с цепью высокого напряжения связь осуществляется только через магнитный поток в сердечнике. Кроме того, один зажим вторичной обмотки и корпус трансформатора заземляются, что делается на случай повреждения изоляции, а также для того, чтобы отвести в землю емкостный ток, возникающий вследствие наличия емкости между первичной и вторичной обмотками трансформатора.

Применение измерительных трансформаторов с различными пределами дает возможность использования одних и тех же приборов со стандартными пределами измерения (100 В и 5 А) при измерении самых различных напряжений и токов путем включения этих приборов через измерительные трансформаторы с различными коэффициентами трансформации.

Измерительные трансформаторы подразделяются на трансформаторы напряжения и трансформаторы тока. Первые применяются для включения вольтметров, частотомеров и цепей напряжения измерительных приборов (ваттметров, счетчиков, фазометров) и реле, вторые — для включения амперметров и цепей тока измерительных приборов и реле.

Принципиальная схема устройства трансформатора напряжения (ТН) показана на рис. 10-34, а его условное обозначение — на рис. 10-35. Такой трансформатор сходен с силовым трансформатором небольшой мощности. Его первичная обмотка, являющаяся вместе с тем обмоткой высшего напряжения и имеющая большое число витков, включается как вольтметр под измеряемое напряжение  $U_1$ , а вторичная обмотка — обмотка низшего напряжения, имеющая значительно меньшее число витков, замыкается на вольтметр и цепи напряжения других приборов. Обмотки эти концентрические — обмотка ВН окружает обмотку НН, как и в силовых трансформаторах. На рис. 10-34 для наглядности они помещены раздельно. Все измерительные приборы по отношению ко вторичной обмотке ТН соединяются между собой параллельно, для того чтобы на них воздействовало одно и то же вторичное напряжение ТН  $U_2$ . Сопротивление вольтметра и цепей напряжения измерительных приборов относительно велико (порядка тысяч Ом), вследствие чего трансформатор напряжения работает в условиях, близких к условиям холостого хода силового трансформатора. Благодаря этому внутренние падения напряжения  $I_1 z_1$  и  $I_2 z_2$  в обмотках ТН весьма малы, что позволяет считать

$$U_1 = E_1 \text{ и } U_2 = E_2;$$

а так как

$$E_1/E_2 = w_1/w_2 = k_{12},$$

то, следовательно, напряжение

$$U_1 = k_{12} U_2, \quad (10-31)$$

т. е. вторичное напряжение связано с первичным постоянным соотношением, равным коэффициенту трансформации. Следовательно, ТН передает во вторичную цепь пропорционально измененное значение первичного высокого напряжения. Это позволяет на основании измерения низкого напряжения определять первичное высокое напряжение. По фазе вторичное напряжение противоположно первичному. По отношению к измерительному прибору вторичное напряжение должно совпадать по фазе с первичным. Это достигается соответ-

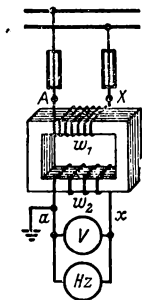


Рис. 10-34. Схема устройства трансформатора напряжения.

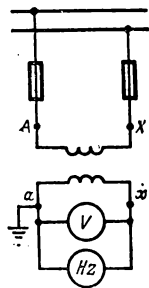


Рис. 10-35. Условное графическое обозначение трансформатора напряжения.

ствующим соединением зажимов вторичной обмотки и прибора. Следовательно, соединение обмоток ТН выполняется согласно группе 0 (§ 10-12). Правильная передача фазы важна, конечно, не для вольтметра или частотомера, а для ваттметра и счетчика. Если вольтметр должен постоянно работать с определенным ТН, то на шкале такого вольтметра наносятся непосредственно значения первичного напряжения. Соответственно ваттметры и счетчики, предназначенные для постоянной работы при определенных коэффициентах трансформации измерительных трансформаторов, градуируются с учетом этих коэффициентов. Вторичное номинальное напряжение всех ТН согласно ГОСТ имеет одно и то же стандартное значение 100 В.

Отношение первичного напряжения к вторичному было бы строго постоянным, если бы внутренние падения напряжения в ТН были равны нулю. В действительности наличие этих внутренних падений напряжения вызывает некоторые неточности в передаче напряжения — погрешность напряжения и в передаче фазы — угловую погрешность.

Погрешность напряжения, выражаемая в процентах, есть погрешность в измерении первичного напряжения, отнесенная к действительному значению этого напряжения, иначе эту погрешность можно выразить как отнесенную к действительному коэффициенту трансформации разность номинального и действительного коэффициентов трансформации:

$$f_u \% = \frac{k_{12\text{ном}} U_2 - U_1}{U_1} \cdot 100 \% = (k_{12\text{ном}} - k_{12}) / k_{12}. \quad (10-32)$$

Угловая погрешность определяется как угол  $\delta_u$  между вектором первичного напряжения и повернутым на  $180^\circ$  вектором вторичного напряжения (рис. 10-36). Она измеряется в минутах и считается положительной, если повернутый на  $180^\circ$  вектор вторичной величины опережает вектор первичной величины.

Для напряжений до 6 кВ ТН изготавливаются сухими, т. е. с естественным воздушным охлаждением, для напряжений от 6 кВ и выше применяются масляные ТН. Трансформаторы напряжения часто изготавливаются трехфазными (рис. 10-37).

Трансформатор тока (ТТ) со стороны первичной обмотки включается в линию, как амперметр, последовательно с контролируемым объектом (рис. 10-38), а его вторичная обмотка замыкается непосредственно на амперметр и цепи тока других измерительных приборов. Все эти приборы соединяются между собой последовательно, так как через них должен проходить один и тот же ток. Суммарное сопротивление амперметра и цепей тока измерительных приборов мало (обычно меньше 2 Ом), поэтому ТТ работает в условиях, близких к условиям опыта короткого замыкания силового трансформатора. Напряжение вторичной обмотки ТТ определяется падением напряжения в относительно малом сопротивлении измерительных приборов и соединительных проводов ( $1 \div 12$  В). Такому малому значению напряжения соответствует малое значе-



ние э. д. с.  $E_2$ , а следовательно, и малое значение потока в сердечнике ТТ, так как

$$E_2 = 4,44 f w_2 \Phi_m.$$

Для возбуждения такого потока нужна незначительная н. с.  $I_{10} w_1$ , поэтому в уравнении н. с. ТТ

$$\dot{I}_1 w_1 = (-\dot{I}_2 w_2) + \dot{I}_{10} w_1$$

этой величиной можно пренебречь и считать

$$\dot{I}_1 w_1 = -\dot{I}_2 w_2 \text{ или } I_1 = I_2 w_2 / w_1 = k_i I_2. \quad (10-33)$$

Следовательно, первичный ток может быть определен умножением вторичного тока на постоянный коэффициент трансформации  $k_i$ .

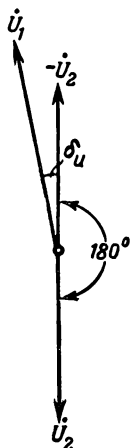


Рис. 10-36. Угловая погрешность (отрицательная) трансформатора напряжения.

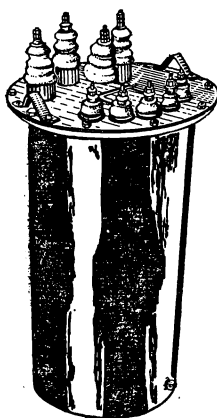


Рис. 10-37. Трехфазный трансформатор напряжения.

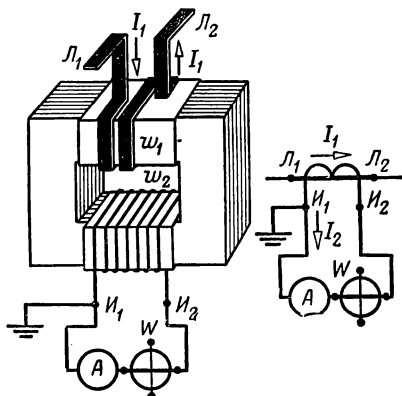


Рис. 10-38. Схема устройства и условное графическое обозначение трансформатора тока.

Таким образом, ТТ дает возможность определять большую силу тока, проходящего в цепи ВН, на основании измерения небольшой силы тока, в условиях полной безопасности. Но, кроме того, ТТ часто используется при измерениях больших токов в установках с напряжением ниже 1 000 В. При правильном выборе зажимов ток в измерительных приборах совпадает по фазе с током в первичной цепи. Если амперметр предназначается для постоянной работы с определенным ТТ, то на его шкале наносятся непосредственно значения первичного тока. Вторичный номинальный ток у всех ТТ имеет одно и то же стандартное значение 5 А (в некоторых специальных случаях 1 А).

Отношение токов ТТ не вполне постоянно из-за влияния н. с.  $I_{10} w_1$ , которым мы пренебрегли. Это влияние обуславливает некоторую неточность в передаче значения тока — погрешность

тока  $f_i$  и неточность в передаче фазы — угловую погрешность  $\delta_i$ . Обе эти величины определяются в общем так же, как и трансформатора напряжения, в частности:

$$f_i \% = \frac{k_{iH} I_2 - I_1}{I_1} \cdot 100 \% = \frac{k_{iH} - k_i}{k_i} \cdot 100 \% \quad (10-34)$$

Особенности в работе ТТ обуславливаются тем, что у него независимой величиной является не первичное напряжение, как у ТН, а первичный ток  $I_1$ . Сила первичного тока в большинстве случаев во много раз больше силы вторичного тока  $I_2$ , поэтому число витков первичной обмотки  $w_1$  невелико, во много раз меньше числа витков вторичной обмотки  $w_2$ . Для большой силы тока первичная обмотка выполняется в виде провода, продетого в окно стального сердечника. Напряжение на зажимах первичной обмотки ТТ во много раз меньше вторичного напряжения, так как  $w_1 < w_2$ . Но вторичное напряжение имеет величину порядка нескольких вольт; следовательно, напряжение на зажимах первичной обмотки часто является величиной порядка сотых долей вольта.

Если первичная обмотка ТТ включена в цепь высокого напряжения, то, увеличивая сопротивление вторичной цепи трансформатора тока, мы практически не можем повлиять на  $I_1$ , а вызываем лишь увеличение н. с.  $I_{10}w_1$  и уменьшение  $I_2w_2$ , так как чем больше сопротивление вторичной цепи, тем больше должны быть э. д. с.  $E_2$  и индуктирующий ее магнитный поток. Но чем больше  $E_2$ , тем дальше мы отходим от основного условия точной работы ТТ  $I_{10}w_1 \ll I_2w_2$ . Поэтому у ТТ указывается то наибольшее сопротивление, на которое можно замыкать его вторичную обмотку, не выходя за пределы допустимых погрешностей. Чем меньше замыкающее сопротивление, тем благоприятнее условия работы ТТ.

Нельзя размыкать вторичную цепь работающего ТТ. При таком размыкании вторичный ток  $I_2$  равен нулю, но первичный ток  $I_1$  практически не изменяется. Следовательно, при размыкании весь первичный ток становится намагничивающим  $I_{10}w_1 = I_1w_1$ , а так как при номинальных условиях  $I_{10}w_1$  составляет примерно 0,5%  $I_1w_1$ , то такое многократное увеличение н. с. вызывает очень большое увеличение магнитного потока (ограниченное насыщением сердечника). Электродвижущая сила  $E_2$  пропорциональна потоку, и увеличение последнего при размыкании вторичной цепи вызывает появление во вторичной обмотке э. д. с. порядка сотен вольт и до 1,5 кВ у ТТ на большие токи. Следовательно, возникает опасность для жизни человека, разомкнувшего вторичную цепь. Кроме того, потери в стали сердечника пропорциональны квадрату магнитного потока, поэтому возрастание потока вызывает сильное нагревание стали сердечника и расширение самого сердечника. То и другое опасно для целостности изоляции и в конечном итоге может привести к пробое изоляции и короткому замыканию на землю со стороны высокого напряжения.

Далее, чем меньше магнитное сопротивление, тем меньшая н. с. требуется для возбуждения того же магнитного потока. По этой

причине для точных ТТ применяются сердечники без стыков и сердечники из пермаллоя (в универсальных переносных ТТ, рис. 10-39).

Помимо требований точности к ТТ часто предъявляются еще и требования устойчивости в отношении коротких замыканий, так как ТТ находится на пути токов коротких замыканий и через него включаются аппараты защиты (реле), отключающие

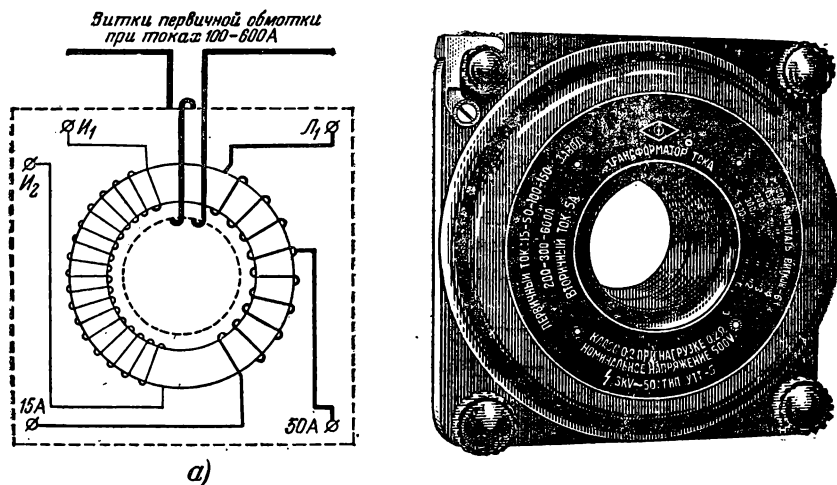


Рис. 10-39. Схема обмоток и внешний вид переносного трансформатора тока.

установку в случае короткого замыкания. Следовательно, ТТ должен выдержать (кратковременно) ток короткого замыкания и воздействовать на аппарат защиты, который отключит аварийный участок.

Для того чтобы свести к минимуму влияние  $I_{10}w_1$  и тем самым повысить точность ТТ, желательно, чтобы номинальная н. с. с первичной обмотки ( $I_{1н}w_1$ ) была возможно больше. У точных ТТ (не снабженных сердечником из пермаллоя) номинальная н. с.  $I_{10}w_1$  должна быть не меньше 500 А. Следовательно, первичная обмотка для номинальных токов  $I_{1н}$  менее 500 А должна иметь несколько витков. Например, при номинальном токе 100 А желательно, чтобы  $w_1 \geq 5$  витков. Для менее точных измерений (при включении амперметров и максимального токового реле) н. с.  $I_{1н}w_1$  может быть значительно меньше. Для силы тока 500 А и более применяются одновитковые проходные трансформаторы. Разновидностью проходных ТТ являются измерительные клещи (рис. 10-40), применяемые для ориентировочных измерений токов силой 20—1 000 А при низ-

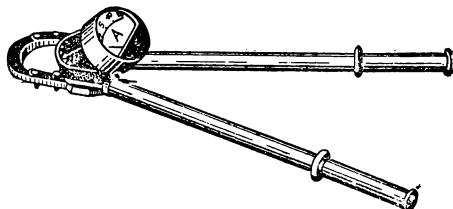


Рис. 10-40. Измерительные клещи.

ком напряжения. Магнитопровод клещей состоит из двух U-образных половинок, стягиваемых сильной пружиной. Магнитопровод изготовлен из листовой электротехнической стали, а два его стыка тщательно пришлифованы. Чтобы замкнуть магнитопровод вокруг провода с измеряемым током, достаточно нажать рукоятки, раскрыть клещи и ввести в них провод, пружина сомкнет две половины магнитопровода. Провод, сцепленный с магнитопроводом, служит первичной обмоткой. Вторичная обмотка трансформатора расположена на сердечнике и замкнута на амперметр выпрямительной системы.

По точности измерительные трансформаторы делятся на классы, наименованием которых служит наибольшая допустимая погрешность коэффициента трансформации. Например, если класс точности трансформатора напряжения 0,5, то его допустимая погрешность напряжения  $\pm 0,5\%$ , а допустимая угловая

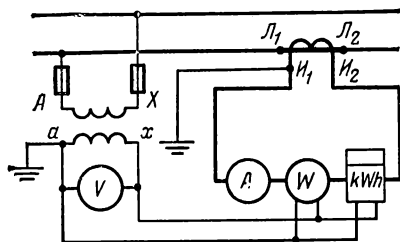


Рис. 10-41. Схема включения комплекта измерительных приборов в однофазную цепь через трансформатор напряжения и трансформатор тока.

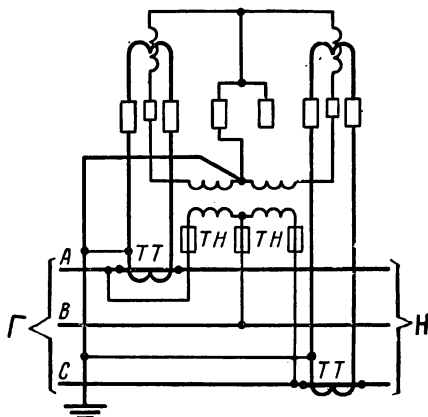


Рис. 10-42. Схема включения через измерительные трансформаторы трехфазного двухэлементного счетчика.

погрешность  $\pm 20$  мин при первичном напряжении 80—120% номинального; у трансформатора тока класса точности 1 допустимая погрешность тока  $\pm 1,0\%$  и допустимая угловая погрешность  $\pm 90$  мин при вторичной нагрузке 25—100% номинальной и при первичном токе 120—10% номинального.

Для правильного выполнения соединений измерительных трансформаторов с измерительными приборами необходимо руководствоваться разметкой зажимов трансформаторов. Зажимы трансформаторов напряжения обозначаются так же, как зажимы силовых трансформаторов (A—X, a—x и т. д.); у трансформаторов тока начало и конец первичной обмотки обозначаются соответственно  $L_1$  и  $L_2$  (линия), а начало и конец вторичной обмотки  $I_1$  и  $I_2$  (измерительный прибор).

На рис. 10-41 показана схема включения в однофазную цепь комплекта измерительных приборов через трансформаторы напряжения и тока. Для измерения в трехфазных трехпроводных системах необходимы два трансформатора тока и два трансформатора

напряжения (или один трехфазный трансформатор напряжения). На рис. 10-42 показана схема включения в такую сеть трехфазного двухэлементного счетчика.

Показания ваттметра (или счетчика), включенного через трансформаторы напряжения и тока, необходимо умножить на произведение коэффициентов трансформации этих трансформаторов  $k_{12н}$  и  $k_{1н}$ , т. е.  $P_1 = k_{12н}k_{1н}P_2$ . Погрешности измерительных трансформаторов соответственно сказываются на показаниях ваттметра, причем угловые погрешности оказывают существенное влияние на результаты, главным образом при больших сдвигах фаз. Вследствие их влияния показания ваттметра пропорциональны не  $\cos \varphi$ , а  $\cos(\varphi + \delta_u - \delta_i)$  (рис. 10-43); при этом угловые погрешности могут складываться, так как часто  $\delta_u < 0$ , а  $\delta_i > 0$ . С учетом всех погрешностей измерительных трансформаторов при измерении мощности в одной фазе измеренная мощность

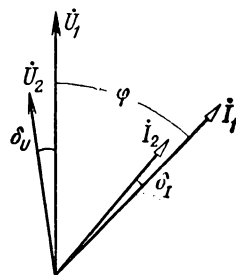


Рис. 10-43. Векторная диаграмма первичных и вторичных напряжений и токов.

$$P_{из} = U_1 (f_u/100 + 1) I_1 (f_i/100 + 1) \cos(\varphi + \delta_u - \delta_i). \quad (10-35)$$

#### 10-19. ДРОССЕЛЬ НАСЫЩЕНИЯ И МАГНИТНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Усилитель есть устройство, посредством которого относительно малая входная мощность  $P_{вх}$ , часто называемая мощностью сигнала, непрерывно управляет значительно большей выходной мощностью  $P_{вых}$ , передаваемой через усилитель от источника электроэнергии к исполнительному механизму ИМ (рис. 10-44).

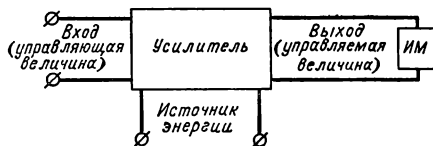


Рис. 10-44. Структурная схема усилителя.

Таким путем при помощи МУ осуществляется управление относительно большим переменным током посредством постоянного тока малой силы.

Коэффициент усиления мощности МУ есть отношение изменения выходной мощности переменного тока  $\Delta P_{вых}$  к изменению входной мощности постоянного тока  $\Delta P_{вх}$ , т. е.

$$k_{МУ} = \Delta P_{вых} / \Delta P_{вх}.$$

Желательно, чтобы это отношение было возможно более постоянным, т. е. чтобы

$$k_{МУ} \approx P_{вых} / P_{вх} \approx \text{const.}$$

Принцип управления переменным током посредством регулирования индуктивного сопротивления катушки со стальным сердечником первоначально был использован в дросселях насыщения (сокращенно ДН). Такой ДН представляет собой катушку со стальным сердечником, на котором размещены две обмотки. Рабочая обмотка дросселя  $w_p$  соединяется последовательно с управляемой

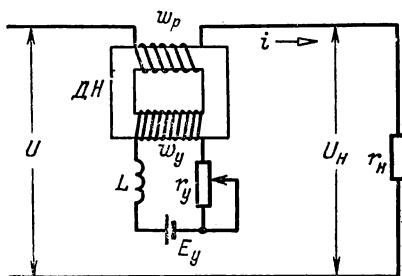


Рис. 10-45. Схема регулирования силы переменного тока дросселем насыщения (ДН).

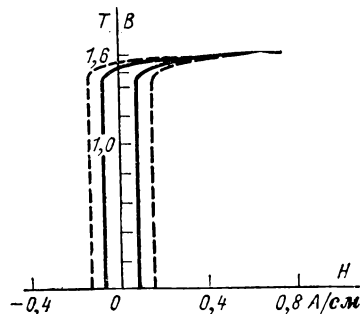


Рис. 10-46. Прямоугольная петля гистерезиса (сплав типа пермаллой).

нагрузкой  $r_n$  (рис. 10-45), а управляющая обмотка  $w_y$  замкнута на источник постоянного тока. Этот ток подмагничивает стальной сердечник катушки, изменяя таким путем ее магнитную проницаемость, а следовательно, и индуктивное сопротивление на стороне переменного тока. Как известно, магнитная проницаемость ферромагнетика при значительной напряженности  $H$  убывает с ее увеличением (§ 4-4).

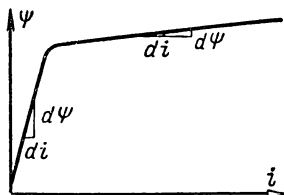


Рис. 10-47. Линейзация кривой намагничивания.

Увеличение постоянного тока в управляющей обмотке ДН уменьшает индуктивное сопротивление рабочей обмотки, а следовательно, вызывает увеличение силы переменного тока и мощности, потребляемой нагрузкой.

Пока сердечник ДН не насыщен, постоянный ток управляющей обмотки почти не влияет на цепь переменного тока. Следовательно, необходимым условием получения значительного усиления является насыщение сердечника. Чтобы легче достигать режима насыщения, желательно применение для сердечников ДН и МУ быстронасыщающихся магнитных материалов, потери от гистерезиса у которых малы, а начальная магнитная проницаемость высока. В частности, этим требованиям удовлетворяют сердечники из пермаллоя. У них петля гистерезиса прямоугольная (рис. 10-46). Кривую намагничивания подобных материалов можно приближенно изображать в виде двух прямолинейных участков (рис. 10-47). Первый участок соответствует условиям ненасыщенного сердечника,

Будем называть дифференциальной или динамической индуктивностью величину

$$L_d = d\psi/di = w d\Phi/di.$$

В условиях режима цепи, соответствующего первому участку кривой намагничивания,  $dB/dH$ , а следовательно, и  $d\psi/di$  относительно велики, поэтому индуктивность  $L_d$ , соответствующая этому участку кривой намагничивания, будет тоже велика, а она определяет индуктивное сопротивление ДН. В пределах второго участка кривой намагничивания, когда сердечник насыщен, дифференциальная индуктивность  $L_d$  близка к нулю, а следовательно, весьма мало и пропорциональное ей индуктивное сопротивление.

Если к зажимам цепи, состоящей из ДН и активной нагрузки, приложено синусоидальное напряжение

$$u = U_m \sin \omega t,$$

цепь постоянного тока разомкнута, а переменное напряжение мало, то режим катушки в течение всего периода соответствует первому участку кривой намагничивания — сердечник катушки не насыщен, а ее индуктивное сопротивление в течение всего периода весьма велико. В этих условиях режима возбуждения намагничивающий ток катушки весьма мал, а следовательно, мало напряжение на зажимах нагрузки  $u_n = ir_n$ ; все переменное напряжение можно считать приложенным к зажимам рабочей обмотки ДН. Таким образом, при отсутствии постоянного подмагничивания ДН в течение всего периода «запирает» цепь переменного тока. Так как влияние активных сопротивлений в этих условиях ничтожно, то напряжение

$$u = U_m \sin \omega t = -e = w_p d\Phi/dt,$$

а поток в сердечнике ДН  $\Phi = \Phi_m \sin (\omega t - \pi/2)$ , причем его амплитуда  $\Phi_m$  меньше  $\Phi_{\text{нас}}$  — потока, соответствующего насыщению сердечника, т. е. переходу к условиям верхней части кривой намагничивания (рис. 10-47).

При включении постоянного тока  $I_y$  его н. с.  $I_y w_y$  в течение половины периода будет направлена согласно с н. с. переменного тока рабочей обмотки  $w_p$ , а в течение второй половины эти н. с. будут направлены встречно. При согласном воздействии переменной и постоянной н. с. поток в сердечнике ДН, достигнув значения  $\Phi_{\text{нас}}$ , дальше практически уже не увеличивается (рис. 10-48) и, пока согласное действие постоянной и переменной н. с. поддерживает сердечник в насыщенном состоянии (режим насыщения), остается постоянным. Из-за постоянства потока в течение этой части периода в рабочей обмотке э. д. с.

$$e_p = -w_p d\Phi/dt = 0,$$

т. е. э. д. с. в ней не индуцируется, благодаря чему уменьшается почти до нуля и напряжение на зажимах обмотки переменного тока ДН.

Таким образом, в условиях режима насыщения индуктивное сопротивление ДН уменьшается практически до нуля. Следовательно, при переходе ДН от условий режима возбуждения к условиям режима насыщения цепь переменного тока отпирается. Этот переход можно считать скачкообразным, если петля гистерезиса материала сердечника прямоугольна.

Во время насыщенного состояния ДН сердечника все переменное напряжение можно считать приложенным к зажимам нагрузки. В простейшем случае, когда эта нагрузка — активное сопротивление  $r_n$ , мгновенное значение силы тока в цепи можно считать пропорциональным мгновенному значению переменного напряжения; поэтому

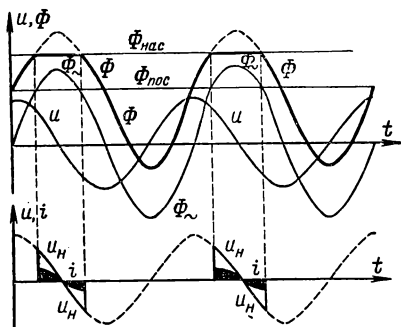


Рис. 10-48. Образование в сердечнике дросселя насыщения результирующего потока  $\Phi$  вследствие наложения постоянного  $\Phi_{\text{пос}}$  и переменного  $\Phi_{\sim}$  потоков. Кривые напряжения  $u_n$  и тока  $i$  нагрузки, включенной последовательно с дросселем насыщения.

во время режима насыщения форма кривой мгновенных значений силы тока будет такой же, как и форма кривой переменного напряжения, это будет участок синусоидальной кривой (рис. 10-48).

Пока согласное действие переменной и постоянной н. с. достаточно для поддержания режима насыщения, цепь переменного тока остается открытой. Но в дальнейшем переменное напряжение уменьшается и вместе с ним уменьшается переменная н. с. и достигает такого значения, при котором ее уже недостаточно (несмотря на наличие  $I_y w_y$ ) для поддержания режима насыщения. Вследствие этого поток убывает, а его изменение индуцирует в обмотке  $w_p$  э. д. с.

$e_p = -w_p d\Phi/dt$ . Эта э. д. с. запирает цепь переменного тока, и цепь остается запертой до тех пор, пока не вернется режим насыщения, что произойдет, когда переменная н. с. будет возрастать в согласном направлении.

Пока сердечник ДН не насыщен в условиях режима возбуждения, в цепи переменного тока проходит только относительно малый намагничивающий ток. Однако у ДН длительность режима возбуждения значительно больше длительности режима насыщения, причем среднее значение за период управляемого переменного тока должно быть равно нулю. Это является следствием отсутствия постоянной составляющей в напряжении на зажимах управляемой цепи переменного тока. В цепи переменного тока, в которую включена рабочая обмотка  $w_p$  ДН, ток  $i_p$  создается совместным действием переменного синусоидального напряжения  $u$  источника энергии и э. д. с.  $e_p$ , индуцируемой в обмотке  $w_p$  изменениями магнитного потока; следовательно,

$$i_p = \frac{u + e_p}{r_n} = \frac{u}{r_n} - \frac{w_p}{r_n} \frac{d\Phi}{dt},$$



т. е. согласно принципу наложения ток определяется как сумма двух токов. Из этих токов первый не может содержать постоянную составляющую, так как напряжение  $u$  — синусоидальная величина, а сопротивление вентильными свойствами не обладает. Второй ток не может содержать постоянную составляющую, так как поток в сердечнике  $\Phi$  является периодической функцией времени. Осциллограмма напряжения на зажимах цепи и силы тока ДН показана на рис. 10-49. Чем больше подмагничивающий постоянный ток, тем раньше наступает насыщение и тем длительнее его период. Кривая рабочего тока не только несинусоидальна, но и несимметрична по отношению к оси времени, а следовательно, содержит четные гармонические составляющие (§ 7-1), которые вызывают в управляемой рабочей цепи ряд нежелательных побочных явлений.

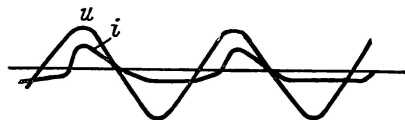


Рис. 10-49. Осциллограмма напряжения и тока дросселя насыщения.

Кроме того, ДН, показанный на рис. 10-45, обладает еще одним весьма существенным недостатком. Переменный ток рабочей обмотки индуцирует в обмотке постоянного тока значительную переменную э. д. с., как это имеет место во вторичной обмотке трансформатора. Для защиты цепи постоянного тока от возникновения в ней значительного переменного тока в схеме на рис. 10-45 предусмотрена большая постоянная индуктивность  $L$ . Но в обмотке подобной индуктивности неизбежны существенные потери энергии, а ее э. д. с. самоиндукции будет задерживать изменения управляющего постоянного тока, следовательно, сделает весьма инерционным управление нагрузкой.

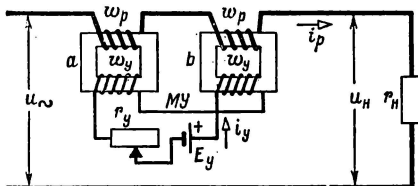


Рис. 10-50. Схема простейшего магнитного усилителя, состоящего из двух ДН.

По этим причинам ДН, известные свыше 50 лет, широкого применения не получили. Мы рассмотрели их рабочий процесс лишь потому, что на нем основана работа современного МУ, в котором этот процесс существенно усложнен.

В МУ большая часть недостатков ДН устраняется благодаря тому, что МУ снабжается двумя одинаковыми сердечниками, на каждом из которых помещено по одной рабочей обмотке переменного тока и управляющей обмотке постоянного тока. Таким образом, МУ составляется из двух дросселей насыщения (ДН). Рабочие обмотки этих ДН могут быть соединены между собой последовательно (рис. 10-50) или параллельно. Но управляющие обмотки должны быть соединены между собой так, чтобы э. д. с., индуцируемые в них основной волной переменного тока, были противоположны по фазе и взаимно компенсировались. Пока сердечники не подмагничиваются постоянным током, напряжение  $u$  источника энергии делится между ними поровну и в их сердечниках возникают синусоидально изменяющиеся магнитные потоки  $\Phi_a$  и  $\Phi_b$ , причем параметры МУ выбираются

так, чтобы амплитуда потока  $\Phi_m = U_m / (2 \cdot 4,44 f w_p)$  была меньше значения потока насыщения  $\Phi_{\text{нас}}$ . Так как намагничивающий ток катушек весьма мал, в этих условиях цепь переменного тока заперта, а переменные э. д. с., индуцируемые в двух управляющих обмотках, взаимно компенсируются. Это режим возбуждения МУ. В сердечнике *a* в течение одной половины периода переменного тока н. с. переменного тока  $i_p w_p$  направлена согласно с н. с. постоянного тока  $I_y w_y$ , а в сердечнике *b* эти н. с. имеют противоположное направление. В течение второй половины периода имеют место обратные соотношения; н. с. складываются в сердечнике *b* и ослабляют одна другую в сердечнике *a*. Пока результирующий поток  $\Phi_a$  в сердечнике *a* не достигнет значения насыщения, в обмотке переменного тока будет индуцироваться значительная э. д. с. и цепь будет заперта, но когда в некоторый момент  $\alpha = \omega t_1$  (рис. 10-51) поток  $\Phi_a$  достигнет значения насыщения, тогда дальнейшее изменение потока в сердечнике *a* прекратится и напряжение на зажимах этой рабочей обмотки уменьшится до незначительной величины.

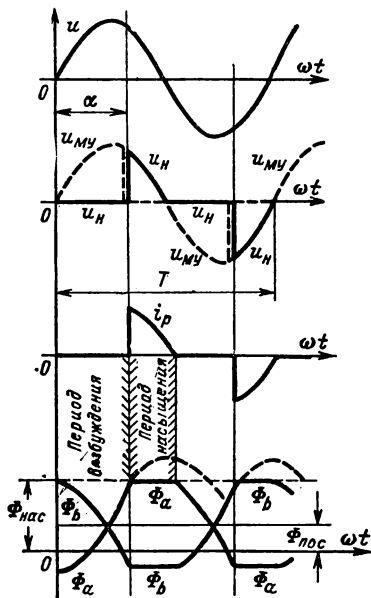


Рис. 10-51. Кривые мгновенных значений: напряжения источника энергии —  $u$ ; напряжения на рабочей обмотке МУ —  $u_{\text{МУ}}$ ; напряжения на активной нагрузке —  $u_n$ ; сила тока нагрузки —  $i_p$ ; потоков —  $\Phi_a$  и  $\Phi_b$  в двух сердечниках МУ.

В это время сердечник дросселя *b* не насыщен, и, казалось бы, этот второй дроссель должен представлять собой большое индуктивное сопротивление в цепи рабочего тока. В действительности же индуктивное сопротивление дросселя *b* весьма мало вследствие того, что его обмотка управления замкнута непосредственно на обмотку управления дросселя *a* и внутреннее сопротивление источника постоянного тока, а так как это сопротивление относительно мало, а переменная э. д. с. в первой обмотке управления не индуцируется, то вторая обмотка управления оказывается почти замкнутой накоротко.

Таким образом, дроссель *b* оказывается в условиях, соответствующих режиму короткого замыкания трансформатора (§ 10-8). В этих условиях трансформатор может быть замещен весьма малым эквивалентным сопротивлением. По существу режим дросселя *b* аналогичен рабочему режиму трансформатора тока (§ 10-18), а напряжение на зажимах первичной обмотки трансформатора тока весьма мало. Следовательно, с того момента, когда поток в сердечнике одного дросселя достигает значения насыщения, рабочая цепь отпирается вследствие того, что в рабочей обмотке первого дросселя э. д. с.

не индуктируется и в то же время замыкается почти накоротко цепь управления второго дросселя, так как исчезает э. д. с., индуктируемая в обмотке управления первого дросселя. Период насыщения продолжается до тех пор, пока к концу полупериода понижение синусоидального напряжения источника уменьшит рабочий ток настолько, что насыщение сердечника первого дросселя прекратится — поток в его сердечнике начнет изменяться и в обеих его обмотках индуктируются э. д. с., а это прекратит и режим короткого замыкания второго дросселя. Таким путем дроссели МУ перейдут к периоду возбуждения. Их индуктивное сопротивление станет большим, а рабочая цепь переменного тока запрется, так как в ней будет проходить только малый намагничивающий ток МУ. В течение второй половины периода процесс отпирания цепи повторится с той только разницей, что дроссели, составляющие МУ, поменяются ролями. Таким образом, кривая рабочего тока будет симметрична по отношению к оси абсцисс и, следовательно, не будет содержать четных гармонических составляющих. Изменения управляющего постоянного тока меняют момент перехода от режима возбуждения к режиму насыщения и таким путем изменяют действующее значение  $I_p$  рабочего переменного тока. Зависимость этого значения от силы тока управления называется характеристикой управления (иначе нагрузочной характеристикой) МУ. Она может быть сделана почти прямолинейной (рис. 10-52). Эта характеристика пересекает ось ординат, так как при разомкнутой цепи управления  $I_y=0$  в рабочей цепи проходит малый ток возбуждения дросселей. Верхний предел регулирования достигается, когда постоянное подмагничивание поддерживает сердечники насыщенными в течение всего периода переменного тока. Этим предельным условиям соответствует наибольшее действующее значение рабочего тока  $I_{p.m}=U/r_n$  (для случая безреактивной нагрузки). Практически это предельное значение будет меньше из-за того, что сопротивление насыщенного МУ не равно нулю.

Таким образом, регулирование с помощью подмагничивания постоянным током изменяет относительную длительность отпирания управляемой цепи в течение периода переменного тока. В этом отношении управление посредством МУ сходно с управлением посредством полупроводникового прибора тиристора (§ 11-7) или ионного прибора — тиратрона (§ 12-11).

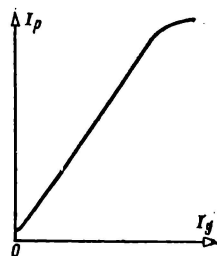


Рис. 10-52. Характеристика управления МУ.

## Глава одиннадцатая ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

### 11-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Электроникой принято называть отрасль техники, использующую приборы, основанные на управлении явлениями электрического тока в плохопроводящей среде: в полупроводниковых приборах — это ток в твердой среде сложной структуры, обладающей большим удельным сопро-

тивлением; в электронных приборах — это ток, создаваемый направленным движением электронов, в ионных приборах — ток в пространстве, заполненном разреженным газом или парами металла.

В последние 15 лет преимущественное развитие получила электронная аппаратура с использованием полупроводниковой техники. Благодаря ряду существенных преимуществ полупроводниковые приборы быстро вытесняют из многих областей электротехники электронные лампы и ионные приборы. Руководствуясь этой общей тенденцией, здесь и далее в качестве базового материала рассматриваются устройства и схемы электроники, построенные на полупроводниковых приборах, после чего лишь описываются ламповые варианты электронных устройств.

Довольно часто, в особенности для электронных ламп, в электронике применяется классификация наиболее распространенных приборов по числу их электродов, причем соответствующие наименования образуются путем объединения греческого числительного и слова электрод. Например по гречески два — дио (δύο), соответствующее наименование диод употребляется для двухэлектродного полупроводникового прибора (вентиля) и для двухэлектродной электронной лампы. Таким же порядком образуются наименования триод, тетрод, пентод и т. д.

Полупроводниковые диоды применяются главным образом в качестве вентиляей.

Полупроводниковые триоды, чаще называемые транзисторами, используются преимущественно в усилителях и генераторах переменных токов повышенной и высокой частоты.

Полупроводниковый триод, применяемый в качестве управляемого вентиля, известен под названием тристора.

Напомним, что полупроводниками принято называть вещества, удельная проводимость которых при комнатной температуре лежит в пределах от  $10^3 \text{ Ом}^{-1} \cdot \text{см}^{-1}$  до  $10^{10} \text{ Ом}^{-1} \cdot \text{см}^{-1}$ .

Граница между полупроводниками и диэлектриками условна, так как диэлектрики при соответствующем значительном повышении температуры становятся подобными полупроводникам, а чистые полупроводники при весьма низкой температуре ведут себя как диэлектрики. В металлах число носителей заряда (носителей тока) в единице объема — концентрация носителей — практически не зависит от температуры, а в полупроводниках носители заряда возникают лишь вследствие поглощения энергии внешнего источника (тепловой, лучистой, электрической и т. д.).

Если поступление энергии извне (например, повышение температуры) сообщает электрону атома энергию, достаточную для того, чтобы порвать ковалентную (парноэлектронную) связь, перейти из валентной зоны в зону проводимости, то, освободившись, электрон становится носителем заряда — электроном проводимости. Освобождение электрона образует в кристаллической решетке незаполненную междоатомную связь — дырку проводимости в валентной зоне. Освободившееся здесь место может быть заполнено электроном, перешедшим под действием тепловых колебаний из соседнего нейтрального атома. Но тем самым в валентной зоне, на месте, где был электрон, создается новая дырка. Ее может заполнить электрон следующего атома и т. д. Последовательное заполнение свободной связи электронами эквивалентно движению дырки в направлении, противоположном движению электронов.

Под воздействием внешних электрического и магнитного полей дырка во всем ведет себя как положительно заряженная частица, масса которой приблизительно равна массе электрона. При наличии внешнего электрического поля в полупроводнике дырки дрейфуют по направлению поля, а электроны в противоположном направлении. Следовательно, в полупроводнике имеются два типа носителей тока — дырки проводимости и электроны проводимости, и общая проводимость проводника является суммой дырочной проводимости —  $p$ -проводимости<sup>1</sup> и электронной проводимости —  $n$ -проводимости<sup>2</sup>. Каждое освобождение

<sup>1</sup> Первая буква латинского слова positivus — положительный.

<sup>2</sup> Первая буква латинского слова negativus — отрицательный.

электрона при поглощении энергии создает дырку, поэтому в чистом полупроводнике концентрация электронов равна концентрации дырок.

Дырка относительно недолговечна. Она рекомбинирует со встретившимся свободным электроном. Концентрация электронно-дырочных пар в полупроводнике в условиях стационарного режима определяется равновесием между процессами термогенерации пар и их рекомбинации. Она обуславливает собственную проводимость полупроводника.

Эта электрическая проводимость быстро возрастает с повышением температуры вследствие дополнительного освобождения электронов и образования дырок. Проводимость увеличивается несмотря на уменьшение длины свободного пробега и скорости электронов из-за тепловых колебаний кристаллической решетки полупроводника. В этом существенное отличие полупроводников от металлов, у которых с повышением температуры проводимость уменьшается.

Собственная электрическая проводимость применяемых в настоящее время полупроводников относительно мала, причем при определении ее приходится иметь в виду, что она сильно зависит от малейших следов примесей, — чем лучше очистка полупроводника, тем выше его удельное сопротивление. При 300 К (27 °C) удельное сопротивление германия  $\rho = 46 \text{ Ом} \cdot \text{см}$ . Но достаточно добавить к  $10^8$  атомам германия один атом примеси, и удельное сопротивление снижается до 4 Ом·см.

В большинстве случаев в технической практике используется примесь алая проводимости полупроводников, создаваемая путем добавления к очень тщательно очищенному полупроводнику весьма малого ( $10^{-6}$ — $10^{-5} \%$ ), но точно установленного количества определенной примеси. Хотя относительная концентрация такой примеси мала, ее абсолютная концентрация достаточно велика ( $10^{14}$ — $10^{18}$  атомов/см<sup>3</sup>) и создаваемое ею число носителей заряда во много раз (например, 20 000) превосходит количество носителей заряда собственной проводимости.

Вместе с тем примесь придает проводимости полупроводника резко выраженный определенный характер *p*-проводимости или *n*-проводимости.

В полупроводнике примеси могут отдавать свой электрон, создавая электронную проводимость; такие примеси называются донорными<sup>1</sup>. Другие же примеси захватывают электрон из кристаллической решетки, создавая дырочную проводимость; это — акцепторные<sup>1</sup> примеси.

В полупроводниковых приборах широко применяются два элемента IV группы периодической системы Менделеева — кремний (Si) и германий (Ge), имеющие кристаллическую решетку алмазного типа. У них каждый атом связан с соседними четырьмя атомами силами ковалентной (парно-электронной) связи: каждая пара валентных электронов<sup>2</sup> принадлежит в равной мере двум соседним атомам.

Когда у атома примеси одним валентным электроном больше, чем у атома полупроводника, то возникает электронная проводимость. По отношению к германию и кремнию донорами могут служить элементы V группы — мышьяк, сурьма и фосфор. Например, если атом мышьяка в кристаллической решетке германия замещает атом последнего, то его четыре валентных электрона и четыре электрона соседних атомов германия образуют устойчивую оболочку из восьми электронов (рис. 11-1 показывает плоскостную модель условий в решетке гер-

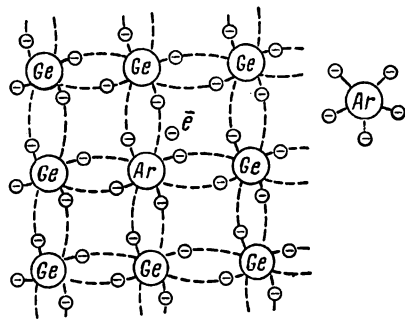


Рис. 11-1. Плоскостная схема образования примесной электронной проводимости в германии — примесью мышьяка (Ar).

<sup>1</sup> От латинских слов donator — даритель и acceptor — получатель.

<sup>2</sup> Валентность соответствует номеру группы, к которой принадлежит элемент, — германий и кремний имеют по четыре валентных электрона.

мания). При этом пятый валентный электрон мышьяка оказывается слабо связанным с атомом и легко становится свободным, а примесный атом становится неподвижным положительным ионом.

Но когда у атома примеси одним валентным электроном меньше, чем у атома полупроводника, то создается дырочная примесная проводимость. По отношению к элементам IV группы акцепторами могут служить элементы III группы — индий, бор, галлий, алюминий. В этом случае атом III группы, заняв место в кристаллической решетке полупроводника, отбирает из основной

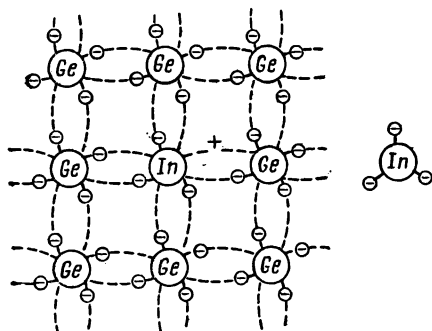


Рис. 11-2. Плоскостная схема образования примесной дырочной проводимости в германии — примесью индия (In).

решетки валентный электрон соседней связи, чтобы образовать устойчивую восьмизлектронную оболочку. Таким путем образуется в решетке незаемщенное место — дырка и акцептор создает дырочную проводимость. В качестве примера на рис. 11-2 показана плоскостная модель образования дырочной проводимости в германии при наличии примеси индия.

Термины электронный (тип *n*) или дырочный (тип *p*) полупроводник указывают лишь, что в данном полупроводнике основными носителями заряда являются электроны или дырки. Но наряду с ними в полупроводнике имеются, обычно в малом количестве, неосновные носители, создаваемые термогенерацией электронно-дырочных пар и определяющие собственную проводимость полупроводника.

Однако с повышением температуры число неосновных носителей очень быстро увеличивается и при относительно невысокой температуре применяемые в настоящее время полупроводники теряют свои специфические свойства. Их примесная проводимость становится мала по сравнению с собственной, что нарушает работу полупроводникового устройства, поэтому при работе температура германия не должна превышать примерно 60 °C, а кремния 150 °C.

Кроме германия и кремния материалами только для полупроводниковых диодов, служат еще селен (Se) и медная закись ( $\text{Cu}_2\text{O}$ ). Последняя применяется теперь очень редко.

Ведутся широкие поиски новых полупроводниковых материалов, обладающих лучшими свойствами. Из числа уже применяемых в промышленных масштабах можно назвать арсенид галлия GaAs, допускающий рабочую температуру 300 °C.

## 11-2. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ

В куске монокристаллического полупроводника на границе между двумя слоями с различного рода проводимостями образуется электронно-дырочный переход, называемый также *p-n*-переходом или запирающим слоем. Этот слой обладает вентильными свойствами, т. е. односторонней проводимостью.

Причины этих свойств можно пояснить следующими общими положениями. Концентрация электронов в *n*-области, во много раз больше, чем их концентрация в *p*-области, где они являются неосновными носителями тока. Вследствие этого электроны диффундируют в область их низкой концентрации — *p*-область. Здесь они рекомбинируют с дырками акцепторов и таким путем создают пространственный (объемный) отрицательный заряд ионизированных атомов акцепторов, не скомпенсированный положительным зарядом дырок, — основных носителей заряда в этой области.

Одновременно имеет место диффузия дырок в *n*-область. Здесь создается не скомпенсированный зарядом электронов пространственный положительный заряд ионов доноров. Таким путем между двумя

областями полупроводника возникает двойной слой пространственного заряда (рис. 11-3), слой, обедненный основными носителями тока.

Наличие пространственных зарядов создает перепад электрического потенциала между  $p$  и  $n$ -областями. Его называют *потенциальным барьером*, а его величину  $\varphi_p - \varphi_n = \Delta\varphi$  — высотой потенциального барьера.

Электронно-дырочный переход нельзя получить, наложив одну на другую пластины, изготовленные из полупроводников с различной примесной проводимостью, так как между пластинами неизбежно наличие поверхностных пленок или очень тонкого слоя воздуха. Переход  $p$ - $n$  создается в одной пластине полупроводника посредством образования в ней областей с различными проводимостями. Например, на пластинку германия, обладающего  $n$ -проводимостью, накладывается таблетка элемента акцептора — индия (рис. 11-4). Затем они нагреваются в вакуумной или водородной печи до 450—550 °С. Таблетка индия и поверхностный слой германия расплавляются, и в месте их соприкосновения образуется сплав нужного состава (сплавной метод). Когда сплав охлаждается, то под застывшим индием образуется слой германия с дырочной проводимостью. Между этим слоем германия типа  $p$  и пластиной германия типа  $n$  создается переход  $p$ - $n$ , обладающий вентильными свойствами.

Если положительный полюс источника электроэнергии соединен с  $p$ -областью, а от-

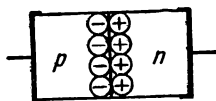


Рис. 11-3. Схема образования потенциального барьера.

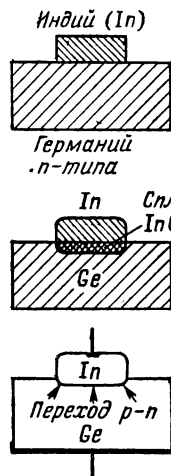


Рис. 11-4. Схема образования перехода  $p$ - $n$  сплавным методом.

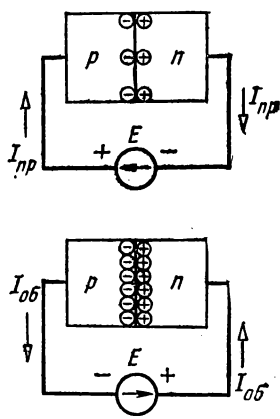


Рис. 11-5. Схема условий на переходе  $p$ - $n$  при прямом и обратном соединении с источником э. д. с.

рицательный с  $n$ -областью, то электрическое поле источника ослабляет до малой величины действие пространственных зарядов, — снижает потенциальный барьер, вследствие чего резко возрастает диффузия, а следовательно, ток через переход  $p$ - $n$ . Такое соединение источника является *прямым*. При обратном соединении, когда с  $p$ -областью соединен минус источника напряжения, а с  $n$ -областью — плюс этого источника, внешнее поле усиливает поле пространственных зарядов и удаляет носителей заряда с обеих сторон перехода (рис. 11-5). Через переход  $p$ - $n$  проходит в этом случае лишь весьма малый ток, создаваемый движением неосновных носителей. Но из-за него у полупроводникового диода обратное сопротивление — величина конечная. Отношение обратного сопротивления к прямому сопротивлению, равное отношению прямого тока  $I_{пр}$  к обратному току  $I_{об}$ , называется *статическим коэффициентом выпрямления*

$$k_{в.ст} = I_{пр}/I_{об}, \quad (11-1)$$

причем прямые и обратные токи должны быть измерены при одинаковом по величине напряжении. Но в рабочих условиях прямое и обратное напряжения отнюдь не равны, так как последовательно с вентилем соединяется нагрузочное сопротивление  $r_n$ . Напряжение источника распределяется между нагрузкой и вентилем

лем пропорционально их сопротивлениям, и, так как обычно  $r_n > r_{пр}$ , то при прямом токе напряжение на вентиле мало. Но при обратном токе, так как  $r_n \ll r_{об}$ , почти все напряжение обратной полуволны приходится на вентиль и создает через него соответствующий обратный ток. По этим соображениям для характеристики условий работы вентиля применяется динамический коэффициент выпрямления, определяемый как отношение средних значений прямого и обратного тока в реальных условиях работы в цепи переменного тока (следовательно, при малом прямом и большом обратном напряжениях):

$$k_{в.дин} = I_{пр}/I_{об}, \quad (11-2)$$

так как прямое и обратное сопротивления зависят от напряжения. Коэффициент выпрямления уменьшается с увеличением мощности диода. Однако у германиевых и кремниевых диодов, даже у весьма мощных,  $k_{в.дин} > 1\,000$ .

Мощность выпрямленного тока пропорциональна выпрямленному напряжению, а предельное допускаемое значение последнего тем больше, чем выше длительно допустимое обратное напряжение. Таким образом, наибольшая пропускаемая вентилем—диодом мощность определяется его средним выпрямленным током и допустимым обратным напряжением.

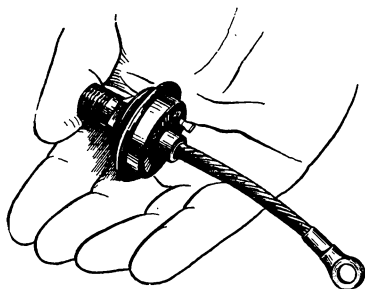


Рис. 11-6. Мощный вентильный кремниевый диод без охладителя.

Когда обратное напряжение превышает некоторое предельное значение, происходит пробой вентиля, вследствие которого прекращается вентильное действие диода, так как его обратное сопротивление уменьшается до величин того же порядка, что и прямое сопротивление. Следует различать пробивное напряжение диода, разрушающее его при кратковременном воздействии, и значительно меньшее длительно допускаемое обратное напряжение. Когда это напряжение меньше рабочего напряжения цепи, применяется последовательное соединение вентиляей, причем в случае германиевых и кремниевых диодов часто приходится шунтировать вентили сопротивлениями для выравнивания распределения напряжения между ними.

Габариты диода зависят от допустимого для него среднего выпрямленного тока, следовательно, от допустимой для данного типа диодов плотности тока. Эта плотность тока выбирается так, чтобы диод не перегревался. Нагревание диода определяется его прямым и обратным сопротивлениями. Оно тем меньше, чем меньше прямое и больше обратное сопротивление, причем ввиду малости обратного тока влияние обратного сопротивления на нагревание незначительно. Падение напряжения при прямом токе  $\Delta U_{пр}$  пропорционально прямому сопротивлению. Таким образом, в качестве величин, характеризующих нагрузочную способность полупроводникового вентиля, обычно указываются: допустимая плотность тока (А/см<sup>2</sup>), прямое падение напряжения, максимально допустимое обратное напряжение (В) и максимально допустимая температура окружающей среды (°С). Последняя величина зависит от типа диода (50 °С у германиевых диодов и до 140 °С у кремниевых диодов). Чем больше нагревостойкость диода, тем меньше могут быть его габариты при том же к. п. д. Благодаря очень высокому к. п. д. современных германиевых и кремниевых вентиляей их масса на единицу мощности значительно меньше, чем у трансформатора (рис. 11-6).

В настоящее время широко применяются три вида полупроводниковых диодов: селеновые, германиевые и кремниевые; селеновые применяются лишь для получения значительных по силе токов при напряжениях до 20—30 В, т. е. для силовых устройств низкого напряжения (для питания электромагнитов, зарядки аккумуляторов и т. п.). Область применения германиевых и кремниевых диодов быстро расширяется, но пока они значительно дороже, чем селеновые.



Селеновый выпрямитель собирается из выпрямительных пластин, изготовляемых в виде круглых дисков (шайб) или прямоугольных пластин. Из этих пластин путем последовательного или параллельного их соединения собирается выпрямительный элемент требуемой мощности (рис. 11-7).

На рис. 11-8 показана схема структуры селеновых выпрямительных пластин двух типов. У пластин первого типа опорным электродом служит стальная пластина 1, покрытая никелем 2, или алюминиевая пластина, покрытая висмутом. На эту пластину нанесен слой аморфного селена, подвергнутый термообработке

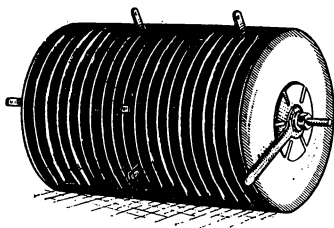


Рис. 11-7. Селеновые диоды с радиаторами для охлаждения, собранные в столбик для включения по схеме выпрямительного моста.

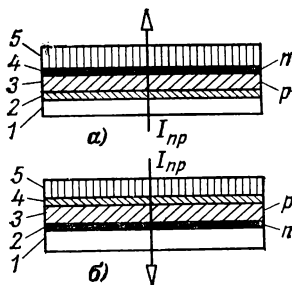


Рис. 11-8. Структура селеновых выпрямительных пластин двух типов (внизу тип ТВС).

и осерненный. В нем образуется слой 3, обладающий дырочной проводимостью. Сверх слоя селена наносится (напыляется) сплав олова и кадмия 5. Проникая в верхний слой селена, атомы кадмия после электрической формовки играют роль примеси—донора, образуя в селене слой селенида кадмия 4, обладающий электронной проводимостью. Таким образом, внутри селена создается переход  $p-n$ , обладающий вентильными свойствами. Проводящее направление вентилья — от стали к сплаву олова с кадмием.

Достаточно широкое применение имеет и второй тип селеновых выпрямительных пластин (тип ТВС), в котором опорным электродом служит пластина алюминия 1. На этой пластине посредством соответствующей обработки создается слой 2 электронного полупроводника селенида ( $CdSe$ ), а над ним — слой дырочного полупроводника — селена 3 в кристаллической модификации. Между этими двумя слоями в селене создается электронно-дырочный переход, обладающий вентильными свойствами. Вторым электродом служит покрытая тонким слоем висмута 4 алюминиевая фольга 5. Проводящее направление пластины — от алюминиевой фольги к алюминиевому опорному электроду.

По своим электрическим свойствам германиевые и кремниевые диоды почти во всех отношениях весьма существенно превосходят селеновые.

Основой германиевого диода является пластинка толщиной около 0,3 мм, вырезанная из монокристалла<sup>1</sup> германия, обладающего электронной проводимостью, т. е. с примесью одного из элементов V группы таблицы Менделеева (обычно сурьмы или мышьяка). Площадь пластинки берется тем больше, чем больше сила тока, на которую изготавливается диод. На эту пластинку наложен кусочек элемента III группы — индия (рис. 11-9) и затем индий сплавлен

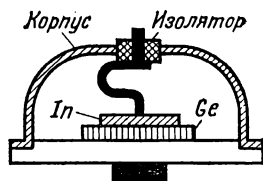


Рис. 11-9. Схема устройства германиевого диода.

<sup>1</sup> Монокристалл — тело, имеющее правильное строение кристалла. Тело может иметь природную структуру кристалла или эта структура может быть получена искусственно.

с германием в вакуумной печи. Во время этой термообработки в результате термодиффузии атомы индия пропикают в пластину германия и, будучи акцепторами, образуют в германии слой, обладающий дырочной проводимостью. К кусочку индия сверху припаивается металлический токоотвод, соединяющий пластинку с верхним электродом. Нижний электрод должен образовывать с германием омический контакт, т. е. не образовывать вентильный переход. Весь выпрямитель помещается в герметизированный корпус, необходимый для защиты от внешних влияний.

Недостатками германиевых вентилях являются: во-первых, их чувствительность к повышению температуры — при температуре свыше 55—60 °C в них происходят необратимые изменения электрических параметров; во-вторых, из-за различия во внутренних сопротивлениях при последовательном соединении эти вентиля не поровну делят напряжение и для выравнивания частичных напряжений вентиля приходится шунтировать активными сопротивлениями, а это снижает к. п. д. и коэффициент выпрямления установки.

Основной частью кремниевого вентиля является тонкая пластина кремния, обладающего электронной проводимостью благодаря внесению донорной примеси — элемента V группы. Эта пластина сплавляется с куском алюминия — элемента III группы; вследствие проникновения атомов алюминия в кремний в последнем образуется слой, обладающий дырочной проводимостью.

В табл. 11-1 сопоставлены основные параметры полупроводниковых диодов четырех видов. По всем электрическим свойствам селеновые диоды настолько уступают германиевым и кремниевым, что когда необходимо учитывать только эту сторону вопроса, не может быть сомнения в преимуществах применения германиевых или кремниевых вентилях (высокий к. п. д. и малые габариты благодаря большой допустимой плотности тока). Но остается экономическая сторона вопроса — селеновые диоды дешевле. По этой причине наша промышленность продолжает выпускать селеновые выпрямители. Они устанавливаются в тех случаях, когда нужны относительно небольшие мощности постоянного тока, вопросы к. п. д. и габаритов имеют второстепенное значение, а важнее — дешевизна и простота установки. Таким образом, сопоставим для выбора селеновые выпрямители или германиевые и кремниевые.

Таблица 11-1

**Примеры параметров полупроводниковых диодов различных видов**

Вид охлаждения	Вид диода	Параметры				
		К. п. д., %	Наибольшая допустимая плотность тока, А/см <sup>2</sup>	Прямое падение напряжения, В	Максимально допустимое значение обратного напряжения, В	Наибольшая допустимая температура на переходе, °C
Естественное охлаждение (диоды малой мощности)	Селеновый	До 72	0,05	0,5—0,7	35—60	75—130
	Германиевый	> 99	20—40	0,3—0,5	100—400	70—80
	Кремниевый	> 99	60—80	1,0—1,5	100—600	140—200
	Кремниевый	> 98	50—100	0,5—0,6	50—500	140—200
Принудительное воздушное охлаждение (сила выпрямленного тока 1000 А)						

Масса селенового вентиля, включая аппаратуру, на 1 Вт выпрямленной мощности в среднем 15—18 г. Один селеновый элемент выдерживает длительно от 12 до 36 В. Следует различать пробивное напряжение вентиля (50—80 В для селенового) от длительно допустимого.

Однако в ряде случаев приходится учитывать особый недостаток селенового выпрямителя — расформовку. Если такой выпрямитель длительно

не работал, то после включения на напряжение он не сразу начинает нормально выпрямлять, а в течение некоторого времени формируется. Для устройств электроизмерительных, автоматики и т. п. такая работа вентиля неприемлема. От этого недостатка свободен меднозакисный выпрямитель, что является его единственным преимуществом, из-за которого он еще применяется в электроизмерительной технике.

Кремниевые вентили имеют несколько большее прямое сопротивление, чем германиевые, зато их обратное сопротивление примерно на порядок больше. Кроме того, весьма существенным преимуществом кремниевых диодов является то, что они допускают повышение рабочей температуры до 180—200 °С, следовательно, и значительно большую плотность тока. Благодаря этому при равной мощности габариты кремниевых выпрямителей значительно меньше. Однако получение необходимого для полупроводниковых приборов сверхчистого кремния и сохранение его в этом состоянии связано с очень большими трудностями.

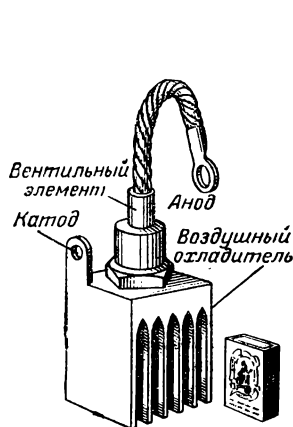


Рис. 11-10. Выпрямительный кремниевый диод на 200 А (тип ВКД-200) с воздушным охлаждением.

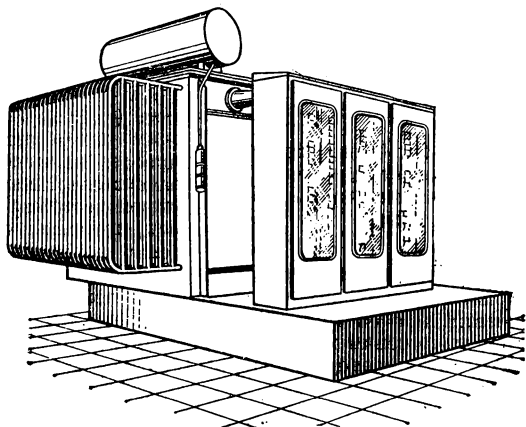


Рис. 11-11. Выпрямительный агрегат для наружной установки состоящий из кремниевых вентилях и трансформатора на 12 000 А и 150 В с общим жидкостным охлаждением.

Вследствие этого кремниевые полупроводниковые приборы стоят дорого, несмотря на то, что кремний является наиболее распространенным после кислорода элементом в земной коре.

С увеличением мощности вентилях необходимым становится их усиленное охлаждение, так как уменьшается удельная поверхность охлаждения, — следовательно, с единицы поверхности приходится отводить значительно больше тепла в единицу времени (§ 10-17).

Для вентилях (неуправляемых и управляемых) применяется воздушное, водяное и испарительное охлаждение.

При воздушном охлаждении поверхность теплоотдачи вентилях увеличивается посредством применения радиаторных устройств (рис. 11-10). При мощности примерно свыше 20 кВт используется принудительное воздушное охлаждение — посредством вентилях создается движение воздуха мимо ребер радиаторов. Один и тот же вентиль ВКД-200 при температуре окружающей среды 40 °С и естественном воздушном охлаждении допускает силу тока около 40 А, а при принудительном 200 А. При водяном охлаждении тот же вентиль допускает длительную силу тока 350 А. В настоящее время работают комплексные установки, состоящие из вентилях и трансформаторов (рис. 11-11), рассчитанные на очень большие токи.

Особой разновидностью полупроводниковых диодов являются служащие для стабилизации напряжения кремниевые стабилитроны, называемые также опорными диодами.

Увеличение концентрации примеси в материале полупроводникового диода уменьшает напряжение пробоя и сильно увеличивает в режиме пробоя обратный ток. Изготовленный соответственно диод-стабилитрон предназначен для длительной работы в режиме, соответствующем области пробоя обратной ветви вольт-амперной характеристики диода. Эта ветвь почти параллельна оси токов (рис. 11-12). Обратное сопротивление стабилитрона до пробоя составляет несколько мегом; при переходе в область пробоя оно уменьшается в десятки тысяч раз. Увеличение силы тока стабилитрона при повышении напряжения вызывает соответствующее возрастание потери напряжения в резисторе  $r$ , включенном последовательно со стабилитроном, а следовательно, противодействует возрастанию напряжения на нагрузке (ср. § 2-9).

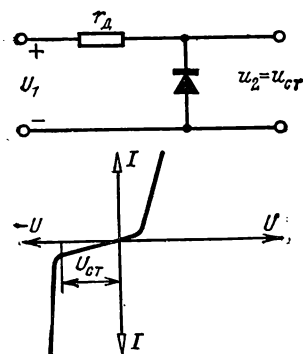


Рис. 11-12. Схема соединения и вольт-амперная характеристика кремниевого стабилитрона.

Резкое возрастание силы тока при повышении напряжения вызывается в большинстве случаев возникновением в переходе лавинного пробоя — процесса, подобного ионизации газа (§ 12-10). Ускоренные сильным электрическим полем на пути длительного свободного пробега электроны и дырки могут разрывать валентные связи атомов. Вследствие этих разрывов возникают новые пары электронов и дырок, которые в свою очередь могут вызывать рождение дальнейших пар, и т. д. Происходит лавинное увеличение числа носителей зарядов. В этих условиях силу тока в цепи практически ограничивает только внешнее сопротивление. Но при таких условиях пробоя напряжение на переходе практически не повышается, поэтому при увеличении в определенных пределах силы тока нет большого выделения энергии в переходе и необратимых изменений полупроводника.

### 11-3. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЙ ТРИОД (ТРАНЗИСТОР)

Полупроводниковый триод, часто называемый транзистором<sup>1</sup>, обладает усилительными свойствами, подобными усилительным свойствам электронных ламп. Но самым принципом усиления и рядом специфических особенностей полупроводниковый триод очень существенно отличается от лампового триода. По этим причинам схемы соединений усилителей на транзисторах хотя имеют много общего со схемами ламповых усилителей, но вместе с тем содержат ряд специфических особенностей.

По относительным размерам переходов  $p-n$  следует различать плоскостные и точечные транзисторы. Но вторые применялись лишь для устройств высокой частоты и в настоящее время почти все заменены плоскостными транзисторами специальных типов.

Что касается материала, то широко применяются только германиевые и кремниевые транзисторы.

Плоскостной транзистор можно рассматривать как соединение двух плоскостных диодов. В частности, германиевый транзистор строится на основе очень тонкой пластинки, выпиленной из монокристаллического германия. С двух сторон этой пластинки в нее вплавляют по капле индия (рис. 11-13). По отношению к германию индий является акцепторной примесью, поэтому атомы индия, проникая в германий, образуют в нем под застывшими каплями

<sup>1</sup> Термин «транзистор», образованный путем слияния двух английских слов transfer — передача и resistor — сопротивление, надо понимать как «передающее сопротивление». Иногда его относят ко всем полупроводниковым приборам, но мы будем пользоваться им только для полупроводниковых приборов, в которых имеет место усиление. Понятие транзистор шире понятия полупроводниковый триод, так как относится и к многоэлектродным полупроводниковым приборам.

индия два слоя с дырочной проводимостью. Этим способом в пластинке германия создаются два перехода  $p$ - $n$ ; по отношению к ним пластинки индия можно использовать как два электрода, к которым припаиваются проводники для соединения прибора с внешней цепью. Таким образом, полупроводниковый триод состоит из трех слоев, разделенных двумя переходами. В частности, в германиевом триоде два крайних слоя обладают дырочной —  $p$ -проводимостью, а внут-

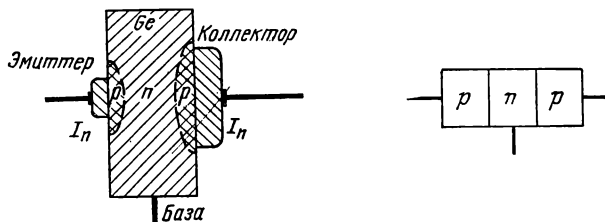


Рис. 11-13. Структурная схема германиевого транзистора и ее условное обозначение.

ренний слой имеет электронную —  $n$ -проводимость; в соответствии с этим прибор именуется триодом типа  $p$ - $n$ - $p$ . Кремниевые триоды чаще изготавливаются типа  $n$ - $p$ - $n$ . Но принцип действия обоих типов один и тот же, различие состоит лишь в выборе полярности присоединяемых источников электроэнергии. Один из крайних слоев триода соединяется через свой электрод с источником постоянного напряжения в проводящем направлении прилегающего к нему перехода. В случае триода типа  $p$ - $n$ - $p$  это слой, соединяемый с положительным полюсом источника напряжения (рис. 11-14). Этот слой используется при работе прибора в качестве основного источника носителей заряда и называется эмиттером<sup>1</sup> — «инжектором» неосновных носителей тока через эмиттерный переход  $p$ - $n$ . Средний слой пластины германия, сохранявший исходную электронную проводимость пластины, называется базой. Через этот слой носители заряда проникают во второй переход  $p$ - $n$  и поступают в слой коллектора, т. е. собирателя носителей заряда, инжектированных эмиттером и прошедших через слой базы. В принципе полупроводниковый триод является симметричным прибором, т. е. можно поменять местами в цепи эмиттер и коллектор, а триод будет продолжать работать. Но в соответствии с собирательной ролью коллектора при изготовлении триода площадь коллекторного перехода  $p$ - $n$  делается больше площади эмиттерного перехода (рис. 11-13), что соответственно нарушает симметрию прибора.

Так как движение дырок эквивалентно движению положительных зарядов, то направление тока в триоде  $p$ - $n$ - $p$  — через эмиттер в базу, а в триоде  $n$ - $p$ - $n$  — из базы в эмиттер, что показывается стрелкой при условном графическом обозначении этих приборов (рис. 11-14).

С помощью тока в цепи эмиттера в триоде осуществляется управление током в цепи коллектора. Обе цепи должны иметь соответствующие источники электроэнергии (рис. 11-14), источник с меньшей э. д. с.  $E_э$  в цепи эмиттера и источник со значительно большей э. д. с.  $E_к$  в цепи коллектора.

Для создания тока в цепи эмиттера достаточно небольшой э. д. с.  $E_э$ , так как эмиттерный переход включен в проводящем направлении и его прямое сопро-

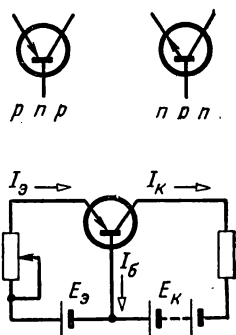


Рис. 11-14. Условные графические обозначения транзисторов  $p$ - $n$ - $p$  и  $n$ - $p$ - $n$  и схема соединений триода типа  $p$ - $n$ - $p$  с источниками электроэнергии.

<sup>1</sup> От латинского слова *emitto* — испускаю.

тивление относительно мало. Но появление тока в цепи эмиттера вызывает изменение сопротивления коллекторного перехода, вследствие чего в цепи коллектора возникает ток  $I_K$ , примерно равный по силе эмиттерному току  $I_Э$ . Изменения силы тока эмиттера  $I_Э$  вызывают пропорциональные изменения силы тока коллектора  $I_K$ . Таким образом, ток маломощной цепи эмиттера, имеющий относительно малое сопротивление, управляет током в значительно более мощной цепи коллектора, обладающей относительно большим сопротивлением. Большая мощность цепи коллектора обуславливается тем, что э. д. с.  $E_K$  значительно больше, чем э. д. с.  $E_Э$  (например, 10 и 0,5 В). Благодаря этим соотношениям при одинаковом примерно изменении силы тока эмиттера  $\Delta I_Э$  и коллектора  $\Delta I_K$  изменение мощности в цепи коллектора  $\Delta P_K$  значительно больше изменения мощности в цепи эмиттера  $\Delta P_Э$ , в чем и выражается усиление мощности в полупроводниковом триоде. При этом источником питания служит батарея в цепи коллектора.

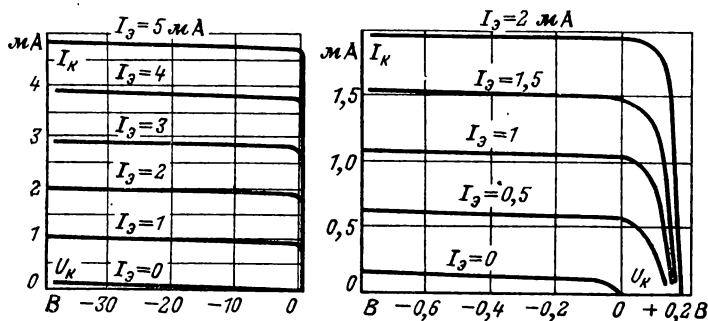


Рис. 11-15. Семейство коллекторных характеристик: правая половина показывает начальные ветви тех же характеристик в увеличенном масштабе.

Воздействие тока эмиттера на ток коллектора можно пояснить следующим. Ток эмиттера вводит в базу дырки, являющиеся для базы неосновными носителями заряда. Небольшая часть дырок рекомбинирует в базе с ее электронами, но большая часть благодаря диффузии, вызываемой беспорядочным тепловым движением, достигает перехода  $p$ - $n$ -коллектора. Поступление носителей заряда — дырок в область перехода коллектора существенно уменьшает сопротивление этого перехода, что вызывает увеличение силы тока коллектора, пропорциональное числу дырок, достигших этого перехода.

Коэффициент передачи тока

$$\alpha = (\partial I_K / \partial I_Э)_{U_K = \text{const}} \quad (11-3)$$

является одним из основных параметров полупроводникового триода. У плоскостных триодов  $\alpha < 1$  (у точечных триодов  $\alpha$  может быть больше 1). Если пренебречь рекомбинацией дырок в области базы, т. е. считать, что все дырки, прошедшие эмиттерный переход, достигают коллектора, и предположить, что весь ток эмиттера создается только движением этих дырок, в таком идеальном случае  $\alpha = 1$ .

В действительности, пока дырки движутся через слой базы, они могут рекомбинировать со свободными электронами — основными носителями тока базы. Для того чтобы большая часть дырок достигала коллектора, слой базы должен иметь малую толщину. В современных триодах толщина слоя базы 0,025—0,005 мм, а коэффициент передачи тока  $\alpha = 0,95 \div 0,99$ . Следовательно, если считать ток эмиттера входным, а ток коллектора выходным током триода, то в полупроводниковом триоде нет усиления тока, но в нем имеет место усиление мощности и напряжения.

Зависимость коллекторного тока от коллекторного напряжения транзистора показывают коллекторные характеристики  $I_K = F(U_K)$ .

На рис. 11-15 дано семейство таких характеристик, полученных при различных значениях силы тока эмиттера. В правой части рисунка показаны начальные части этих характеристик в увеличенном масштабе.

Характеристики эти являются статическими, т. е. снятыми при постоянном токе (рис. 11-16). Они показывают, что при увеличении коллекторного напряжения (по абсолютной величине) начиная от нуля коллекторный ток  $I_K$  сначала быстро увеличивается. Но когда этот ток по силе становится близким к току эмиттера, то наступает насыщение, и дальнейшее увеличение коллекторного напряжения практически не увеличивает коллекторный ток. В этих условиях почти все носители заряда, инжектируемые током эмиттера в область коллекторного перехода, достигают области коллектора.

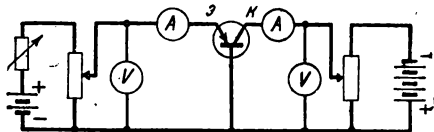


Рис. 11-16. Схема соединений для получения характеристик транзистора.

Увеличение силы тока эмиттера пропорционально увеличивает силу тока коллектора (совершенно так же, как в электронной лампе увеличение термоэлектронной эмиссии катода увеличивает анодный ток — § 12-3).

Но в режиме насыщения при  $I_E = 0$  коллекторный ток  $I_{K0} > 0$ , поэтому  $I_K = \alpha I_E + I_{K0} \approx \alpha I_E$ , так как в нормальных рабочих условиях  $I_{K0} \ll \alpha I_E$ .

Отметим, что при наличии эмиттерного тока для записывания коллекторного перехода необходимо небольшое положительное коллекторное напряжение.

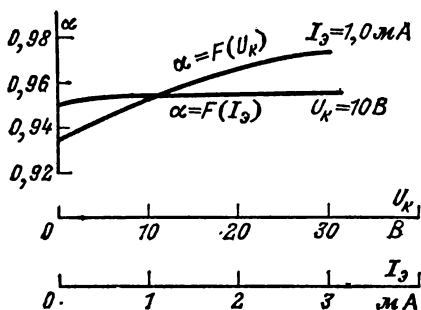


Рис. 11-17. Зависимость коэффициента передачи тока  $\alpha$  от силы тока эмиттера и от напряжения коллектора.

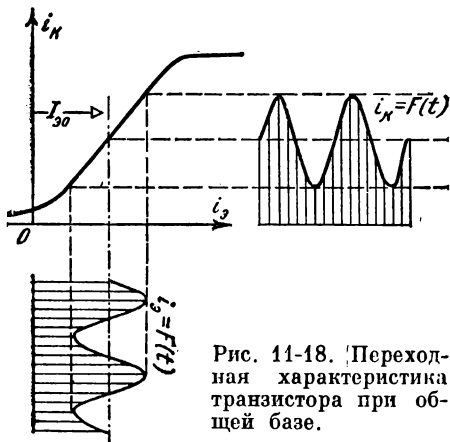


Рис. 11-18. Переходная характеристика транзистора при общей базе.

При изменениях эмиттерного тока в определенных пределах  $\alpha$  остается почти постоянным (рис. 11-17). В соответствии с этим зависимость тока коллектора от тока эмиттера при  $U_K = \text{const}$  имеет линейный участок (рис. 11-18). На основании этой переходной характеристики транзистора легко построить кривую изменений коллекторного тока, вызываемых изменениями эмиттерного тока  $I_E = F(t)$ ; переменная составляющая эмиттерного тока может быть током сигнала.

#### 11-4. УСИЛИТЕЛИ

Практическое использование электронных приборов в промышленной аппаратуре для управления производственными процессами и их автоматизация в большинстве случаев требуют соединения нескольких приборов по относительно большой схеме. Затем действие электронных приборов должно быть комбинировано с действием неэлектронных приборов и автоматов.

В сложных электронных устройствах обычно можно выделить несколько комплексов, называемых блоками, каждый из которых выполняет одну

определенную функцию: усиление напряжения или мощности колебаний, стабилизация напряжения, выпрямление переменного тока, генерирование колебаний определенного вида и частоты и т. п. Таким образом, сложное электронное устройство можно рассматривать как сумму блоков различного назначения. Примерами таких устройств могут служить описанные в гл. 13 электронные осциллограф и потенциометр. Одним из важнейших блоков в электронных устройствах является блок усиления.

Задача всякого усилителя заключается в повышении уровня мощности сигнала, т. е. в том, чтобы мощность колебаний на выходе усилителя была больше мощности колебаний на его входе. Однако в ряде случаев это усиление мощности не характерно для особенностей работы усилителя. У с и л и т е л е м о щ н о с т и принято называть усилитель, задачей которого является отдача максимальной мощности нагрузке, включенной на его выходе. Этому требованию соответствует (§ 2-9) известное условие согласования сопротивлений, согласно которому мощность нагрузки будет иметь наибольшее значение, когда  $r_n = r_i$ . При согласовании сопротивлений нагрузки  $r_n$  и устройства, передающего энергию  $r_i$ , к. п. д. устройства равен 50%, но в усилителях он не имеет решающего значения, так как потери энергии покрываются за счет управляемого усилителем источника энергии —

и с т о ч н и к а п и т а н и я усилителя (см. рис.10-44).

Однако в большинстве случаев необходимо предварительно увеличить амплитуду колебаний напряжения или тока сигнала и лишь после этого подать усиленный сигнал на вход усилителя мощности. В таком предварительном усилителе мощность сигнала усиливается, но

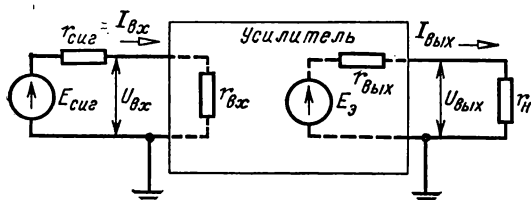


Рис. 11-19. Входные и выходные сопротивления усилителя.

по величине она незначительна, а более характерны на этой ступени усиление напряжения или тока. По этим причинам в усилительной технике принято подразделять электронные усилители на усилители напряжения, усилители тока и усилители мощности.

Усилитель со стороны входных зажимов представляет собой некоторое входное сопротивление  $r_{вх}$ , являющееся нагрузкой по отношению к источнику сигнала (рис. 11-19). По отношению к выходным зажимам усилитель можно рассматривать как источник энергии, как эквивалентный генератор, обладающий внутренним сопротивлением  $r_{вых}$  (§ 2-8) и э. д. с.  $E_э$ .

Для усилителя напряжения характерно, что его  $r_{вх}$  много больше эквивалентного внутреннего сопротивления источника сигнала  $r_{сиг}$ , а сопротивление, нагружающее выход усилителя  $r_n$ , значительно больше, чем выходное сопротивление усилителя  $r_{вых}$ . Таким образом, при режиме усиления напряжения  $r_{сиг} \ll r_{вх}$ , а  $r_{вых} \ll r_n$ .

Характерной величиной для всех видов усиления является коэффициент усиления. Это отношение выходной величины к входной. В частности: коэффициент усиления мощности  $K_p = P_{вых}/P_{вх}$ , коэффициент усиления напряжения  $K_u = U_{вых}/U_{вх}$  и коэффициент усиления тока  $K_i = I_{вых}/I_{вх}$ .

Усиление сигнала, даваемое одним усилительным элементом — транзистором или электронной лампой, в большинстве случаев недостаточно для приведения в действие исполнительного устройства, — приходится применять несколько каскадов усиления: переменная составляющая напряжения выходной цепи первого транзистора (первый каскад) подается для дальнейшего усиления на вход второго транзистора (второй каскад) и т. д. Таким путем составляется усилитель с несколькими каскадами усиления. Но каждый каскад неизбежно вносит некоторые искажения в усиливаемый сигнал, что ставит предел увеличению числа каскадов усилителя.

Общий коэффициент усиления многокаскадного усилителя равен произведению коэффициентов усиления отдельных каскадов. Однако это положение не относится к тем случаям, когда для характеристики усиления применяется



логарифмическая единица измерения б е л. Мотивами для применения такого метода измерения являются законы физиологии, согласно которым в известных пределах восприятие изменений звука человеческим ухом пропорционально десятичному логарифму соответствующего изменения звуковой энергии.

Например: при усилении мощности  $K_p = P_{\text{вых}}/P_{\text{вх}} = 4$  восприятие звука усилится в 6 раз, но при усилении мощности в 100 раз восприятие звука усилится только в 20 раз.

Следовательно, целесообразно сопоставлять две звуковые мощности посредством десятичного логарифма отношения этих мощностей. На этом основании коэффициент усиления мощности, измеренный в б е л а х (логарифмический коэффициент усиления),

$$K'_p = 10 \lg (P_{\text{вых}}/P_{\text{вх}}).$$

Но практически удобнее пользоваться в качестве единицы одной десятой бела — децибелом (дБ), так как наименьшее воспринимаемое человеческим ухом изменение силы звука приблизительно равно 1 дБ. Эта единица является общепотребительной при измерениях не только коэффициентов усиления, но и затухания в линиях и фильтрах, искажения и т. п.

На основании изложенного коэффициент усиления мощности (в децибелах)

$$K'_p = 10 \lg (P_{\text{вых}}/P_{\text{вх}}) = 10 \lg K_p.$$

При выражении в децибелах коэффициентов усиления напряжения и тока учитывается энергетическое основание этой системы измерения: мощность пропорциональна квадрату напряжения и тока. Следовательно,

$$K'_u = 10 \lg (U_{\text{вых}}^2/U_{\text{вх}}^2) = 20 \lg K_u$$

и

$$K'_i = 10 \lg (I_{\text{вых}}^2/I_{\text{вх}}^2) = 20 \lg K_i.$$

При логарифмическом выражении усиления умножение и деление логарифмических величин заменяются сложением и вычитанием. В частности, если коэффициенты усиления отдельных каскадов усилителя измерены в децибелах, то общий коэффициент усиления многокаскадного усилителя, выраженный в децибелах, равен сумме коэффициентов усиления отдельных каскадов усилителя.

В табл. 11-2 приведены некоторые характерные соотношения линейных и логарифмических коэффициентов усиления.

Важной характеристикой усилителя является его пол о с а п р о п у с к а н и я. Она определяется верхней  $f_v$  и нижней  $f_n$  частотами, в пределах между которыми можно считать работу усилителя удовлетворяющей определенным требованиям. Разность этих частот  $f_v - f_n$  показывает ширину полосы пропускания. Сами граничные частоты определяются на основании предельного допустимого отклонения коэффициента усиления  $K$  от номинального значения  $K_{\text{ном}}$ . Последнее соответствует некоторой средней частоте, при которой можно пренебречь влиянием реактивных элементов в усилителе. Как увеличение, так и уменьшение частоты усиливаемого колебания вызывает изменение усиления. Границы определяются обычно условием  $K/K_{\text{ном}} = 0,7$  (рис. 11-20).



Рис. 11-20. Полоса пропускания усилителя.

Т а б л и ц а 11-2

Связь между линейными и логарифмическими коэффициентами усиления

$K_p$	1,0	1,26	1,60	4	10	100	$10^4$	$10^6$	$10^8$
$K_u$ или $K_i$	1,0	1,12	1,26	2	3,16	10	100	1 000	10 000
$K$ , дБ	0	1	2	6	10	20	40	60	80

Одним из основных видов классификации усилителей является классификация по частотному диапазону, согласно которой принято различать усилители высокой частоты, усилители низкой частоты и усилители постоянного тока.

Для усилителей низкой частоты характерно то, что они должны пропускать без существенных искажений колебания, соответствующие широкой полосе частот, причем низшая рабочая частота у них — величина порядка десятков герц. Отношение высшей рабочей частоты к низшей у этих усилителей — величина порядка нескольких десятков, а часто она достигает значения 10 000 и более. Наиболее распространенными из таких усилителей являются усилители звуковой частоты. Область звуковых усилителей лежит в пределах 20 — 20 000 Гц. Но нет необходимости передавать всю эту полосу частот; хорошее звучание соответствует полосе частот 50—10 000 Гц, а удовлетворительное — полосе 100—5 000 Гц.

Усилители высокой частоты применяются, например, для усиления модулированных колебаний (§ 7-6) в радиопередающих устройствах (на радиостанциях) и в радиоприемниках (до детектирования). Частота несущих колебаний — обычно не менее сотен килогерц. Необходимая ширина полосы пропускания в таких условиях мала: отношение высшей частоты к низшей обычно не превышает 1,1.

Название усилители постоянного тока не совсем удачно, так как эти усилители усиливают не постоянный ток, а весьма медленные электрические колебания. Такое усиление применяется в счетно-решающих устройствах, измерительной технике, телемеханике, автоматике. Рабочий диапазон частот подобного усилителя лежит обычно в пределах от нуля до нескольких килогерц.

Рассмотрим лишь усилители низкой частоты, широко применяемые в промышленности и электронике.

Усилители классифицируются также по связи между каскадами. Желательно отсутствие непосредственной электрической связи между каскадами. Это упрощает задачи использования одного источника энергии в качестве источника питания для всех каскадов усилителя.

Связь между каскадами осуществляется в большинстве случаев через реактивные разделительные элементы, которые пропускают только переменный ток. В усилителях с емкостной связью такими разделительными элементами служат конденсаторы. Для полупроводниковых усилителей этот вид связи применяется чаще других.

## 11-5. ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ В УСИЛИТЕЛЯХ

Обратной связью в технике принято называть воздействие выходной величины устройства на вход этого устройства. Обратная связь отрицательна, если она уменьшает входную величину, в противном случае она положительна.

Обратная связь широко используется при автоматизации производственных процессов. В частности, отрицательная обратная связь часто служит для стабилизации выходной величины, например напряжения (§ 18-16), частоты вращения машины и т. п.

В электронных усилителях обратная связь применяется для подавления искажений формы кривой сигнала при усилении, для придания большего постоянства коэффициенту усиления и т. п.

В ряде случаев может возникать нежелательная паразитная обратная связь, вызывающая искажения сигнала.

Обратная связь может быть последовательной или параллельной по напряжению или по току.

В электронных усилителях часто применяется последовательная обратная связь по напряжению (рис. 11-21). При наличии такой связи напряжение на входных зажимах самого усилителя будет

$$\dot{U}_{\text{вх}} = \dot{U}_{\text{сиг}} + \dot{U}_{\text{об.с.}} \quad (11-4)$$

Напряжение  $U_{об.с.}$ , переданное обратной связью на вход усилителя, пропорционально выходному напряжению:  $U_{вых}B = U_{об.с.}$ ; здесь  $B$  — коэффициент обратной связи по напряжению.

Коэффициент усиления по напряжению самого усилителя при отсутствии обратной связи

$$K_u = U_{вых}/U_{вх},$$

т. е. отношению выходного напряжения усилителя к его входному напряжению. При наличии обратной связи коэффициент усиления всего устройства в целом будет:

$$K'_u = U_{вых}/U_{сиг},$$

т. е.

$$U_{сиг} = U_{вых}/K'_u.$$

Подставив выражения частных напряжений через коэффициенты усиления в (11-4), после сокращения получим:

$$1/K_u = 1/K'_u + B,$$

на основании чего результирующий коэффициент усиления устройства при наличии обратной связи

$$K'_u = K_u/(1 - BK_u). \quad (11-5)$$

Последнее выражение показывает, что при отрицательной обратной связи имеет место соответствующее уменьшение результирующего усиления. Но при наличии отрицательной обратной связи всякая гармоническая составляющая, возникающая внутри усилителя при усилении сигнала и искажающая кривую сигнала, подается на вход усилителя и усиливается, а так как эта усиленная величина противоположна по фазе гармонической составляющей, возникшей в усилителе, то эта гармоническая составляющая в определенной степени подавляется. Для электронных усилителей это очень ценное свойство отрицательной обратной связи.

## 11-6. ТРАНЗИСТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

У транзисторов возможны три основные схемы включения. Они классифицируются в зависимости от выбора общего электрода усилительного каскада, т. е. электрода, входящего одновременно во входную и выходную цепи прибора. В соответствии с условиями установок связи этот общий электрод обычно заземляется. В § 11-3 мы рассмотрели усилительные свойства транзисторов применительно к схеме с общей базой, сокращенно называемой схемой ОБ. Условия этой схемы позволяют наиболее наглядно показать физические свойства транзистора. Но у нее имеется ряд недостатков. В ней отсутствует усиление тока, ее входное сопротивление относительно мало, а выходное  $r_k = (\partial U_k / \partial I_k)_{I_3} = \text{const}$  велико (рис. 11-22, а). Усиление мощности относительно невелико, так как оно обуславливается только усилением напряжения.

По всем этим причинам в большинстве случаев предпочтение отдается второй схеме — схеме с общим эмиттером (рис. 11-22, б). В этой схеме входным током является ток базы  $I_б$ , а выходным — ток коллектора  $I_k$ . Отношение этих токов определяет коэффициент усиления по току схемы ОБ. В общем случае для данной частоты усиливаемого переменного тока это величина комплексная, так же как и  $\alpha$ . Так как на основании первого закона Кирхгофа  $I_k = I_3 - I_б$ , а  $I_k = \alpha I_3$ , то

$$k_i = I_k/I_б = \alpha/(1 - \alpha).$$

Величину  $\alpha/(1 - \alpha) = \beta$  принято называть коэффициентом передачи базового тока. В данной схеме она равна коэффициенту усиления

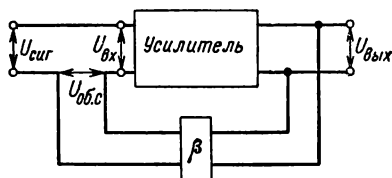


Рис. 11-21. Последовательная обратная связь усилителя по напряжению.

ния (приближенно, так как не учтен  $I_{K0}$ ) по току. Этот коэффициент  $\beta = 20 \div 50$  при обычных значениях  $\alpha = 0,95 \div 0,98$ .

Коллекторные характеристики (рис. 11-23) для этой схемы далеко не так пологи, как для схемы с ОБ. Вследствие этого  $\beta$  больше зависит от эмиттерного

тока и коллекторного напряжения, чем  $\alpha$ . Но эти и другие недостатки схемы с ОЭ искупаются преимуществом большого усиления мощности и тока и большей стабильностью работы.

Схема (рис. 11-22, в) с общим коллектором (ОК) по своим свойствам имеет много общего со схемой с общим эмиттером, но применяется значительно реже.

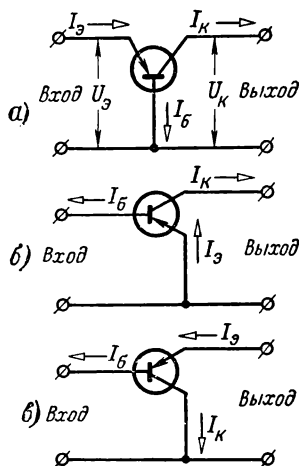


Рис. 11-22. Три основные схемы соединений транзистора — усилителя.

а — с общей базой (ОБ); б — с общим эмиттером (ОЭ); в — с общим коллектором (ОК).

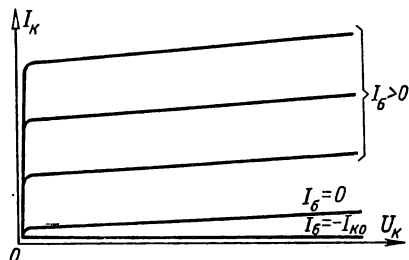


Рис. 11-23. Коллекторные характеристики транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером.

В большинстве случаев нет необходимости в двух источниках электроэнергии для цепей коллектора и эмиттера. Они могут быть заменены одним источником, соединенным с делителем напряжения  $r_{д1}$ ,  $r_{д2}$  (рис. 11-24).

Отметим, что при любом способе включения транзистора возникает обратная связь через ветвь общего электрода, это приходится учитывать при расчетах усилителей.

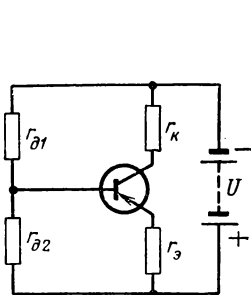


Рис. 11-24. Схема питания транзистора через делитель напряжения.

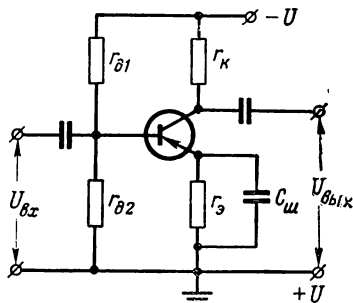


Рис. 11-25. Схема одного каскада транзисторного усилителя с общим эмиттером и емкостной связью.

В большинстве случаев усилители на транзисторах выполняются многокаскадными и между каскадами применяется емкостная связь. На рис. 11-25 показана схема одного каскада такого усилителя. Здесь постоянные сопротивления  $r_K$  и  $r_3$  необходимы для того, чтобы сделать сопротивления ветвей эмиттера

и коллектора мало зависящими от изменений сопротивлений транзистора вследствие нагревания. Это необходимо для того, чтобы распределение напряжений между коллектором и эмиттером оставалось постоянным (стабилизация рабочей точки). Чем меньше сопротивления делителя напряжения  $r_{д1}$  и  $r_{д2}$ , тем лучше стабилизация напряжения, но тем больше потребление мощности от источника энергии и тем меньше входное сопротивление каскада. Емкость соединяет каскад с входом усилителя, а вторая емкость — с выходом усилителя или с входом следующего каскада. Назначение емкости  $C_{ш}$ , шунтирующей сопротивление  $r_3$ , — пропускать переменную составляющую эмиттерного тока помимо сопротивления  $r_3$ .

Требования, предъявляемые к качеству передачи сигнала усилителем, определяют ряд особенностей его рабочего режима. Если требуется, чтобы передавался полностью весь период сигнала, то усилитель должен работать в режиме класса А. Начальный режим (режим покоя) выбирается так, чтобы соответствующая точка покоя лежала примерно посередине линейной части нагрузочной кривой. Последняя строится на основании статических выходных характеристик устройства и для транзистора, соединенного по схеме с ОЭ, выражает зависимость коллекторного тока от тока базы. Положительная и отрицательная амплитуды сигнала не должны выходить за пределы линейной части нагрузочной кривой. При режиме класса А транзистор открыт в течение всего периода сигнала и все время расходует энергию источников питания устройства. В режиме класса А работают все каскады усилителей напряжения и маломощные выходные каскады.

С точки зрения расхода энергии более экономичны классы АВ, В и С. Передача части периода сигнала, большей его половины, соответствует классу АВ; передача половины периода — классу В; передача менее чем половины периода — классу С. Более экономичные классы применяются в тех случаях, когда нелинейные искажения несущественны или могут быть компенсированы (двухтактные схемы). Усилитель, работающий в классе С, практически потребляет ток лишь тогда, когда входной сигнал превышает некоторое пороговое значение. В гл. 12 мы еще вернемся к этому вопросу, имеющему большее значение для усилителей на электронных лампах.

## 11-7. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЙ УПРАВЛЯЕМЫЙ ВЕНТИЛЬ — ТИРИСТОР

Широкое применение в промышленном электрооборудовании нашел кремниевый управляемый вентиль (КУВ), известный под именем тиристора<sup>1</sup>. Основные его преимущества: способность переходить из непроводящего состояния в проводящее под действием относительно слабого входного сигнала, высокий к. п. д. и малые габариты.

От транзистора тиристор отличается наличием третьего перехода  $p-n$  (рис. 11-26). Входной электрод для тока, управляемого тиристором — анод, выходной электрод — катод, т. е. проводящее направление тиристора от анода к катоду. Третий, управляющий электрод, чаще расположен со стороны катода, но иногда применяются тиристоры с анодным управляющим электродом.

Иногда для тиристора применяют термины, употребляемые для транзисторов: внешний  $p_1$  слой именуют коллектором, внешний  $p_2$  слой — эмиттером, а слой, соединенный с управляющим электродом, — базой.

Когда между анодом и катодом тиристора приложено в проводящем направлении не очень большое постоянное напряжение, то два внешних перехода  $p_1$

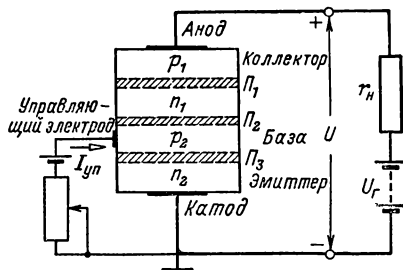


Рис. 11-26. Условное обозначение тиристора с условным управлением и структурная схема тиристора.

<sup>1</sup> Соединение греческого слова «тира» — дверь и английского слова «резистор» — сопротивление.

и  $\Pi_3$  оказываются включенными в прямое — проводящем направлении, а средний  $\Pi_2$  — в обратном — непроводящем направлении, вследствие чего он запирается. Так как сопротивление запертого перехода  $\Pi_2$  во много раз превышает прямое сопротивление переходов  $\Pi_1$  и  $\Pi_3$ , то, распределяясь прямо пропорционально сопротивлениям, практически все напряжение  $U$ , приложенное к тиристору, приходится на переход  $\Pi_2$ . В таких условиях тиристор заперт. Он пропускает лишь малый ток, создаваемый в переходе  $\Pi_2$  неосновными носителями. При этом ток в цепи управляющего электрода равен нулю. В этих условиях при повышении входного напряжения  $U$  ток медленно возрастает, — тиристор ведет себя как полупроводниковый диод (вентиль) под воздействием напряжения в непроводящем направлении или как транзистор под воздействием одного лишь коллекторного напряжения (при оборванной цепи базы).

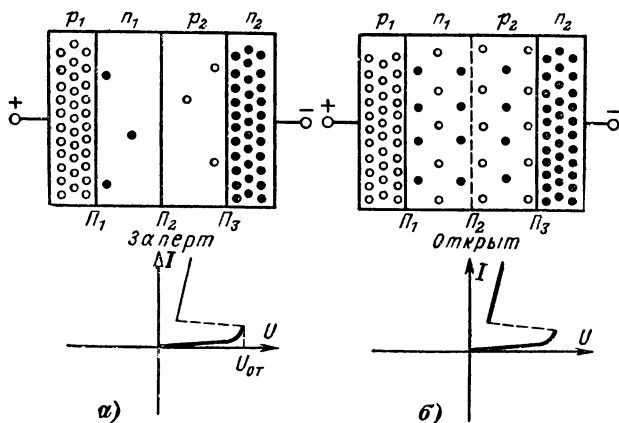


Рис. 11-27. Носители заряда в запертом (а) и открытом (б) тиристоре и вольт-амперные характеристики этих двух режимов.

Два внешних слоя транзистора  $p_1$  и  $n_2$  изготавливаются малоомными (с относительно значительными примесями), благодаря чему они богаты соответствующими носителями заряда. Два внутренних слоя  $n_1$  и  $p_2$  изготавливаются с относительно малой примесной проводимостью. Когда тиристор заперт, электрическое поле внешнего напряжения удаляет носители заряда от перехода  $\Pi_2$  (рис. 11-27, а) и на этот переход приходится практически все внешнее напряжение  $U$ . Но оно создает сильное электрическое поле в тонком слое перехода, а это поле увеличивает скорости движения электронов и дырок во время их свободного пробега. Наконец, когда приложенное напряжение достигает критического значения — напряжения отпирания  $U_{от}$ , скорость электрона (или дырки) становится так велика, что этот носитель заряда, воздействуя в области перехода на атом полупроводника, может разорвать одну из его валентных связей и образовать таким путем новую пару носителей заряда — свободный электрон и дырку. Последние также включаются в процесс образования носителей заряда, разрывая другие валентные связи. Происходит ионизация области перехода. Во внутренние слои тиристора обильно поступают носители тока из внешних малоомных слоев. Тиристор отпирается — происходит лавинный пробой перехода  $\Pi_2$ . Сила тока очень резко возрастает (рис. 11-27, б). Она ограничивается практически лишь внешним сопротивлением.

Но благодаря обилию носителей заряда в переходе  $\Pi_2$  напряжение на нем при лавинном пробое резко понижается примерно до 1 В. При таком малом напряжении мала и энергия, выделяющаяся в переходе  $\Pi_2$  (и во всем транзисторе), благодаря чему при правильном конструировании и использовании тиристора лавинный пробой и большая сила тока не вызывают каких-либо необратимых

изменений в структуре прибора. При обратном направлении входного напряжения тиристор запирается. По отношению к обратному напряжению переход  $P_2$  включен в проводящем направлении, а переходы  $P_1$  и  $P_3$  в непроводящем. Между ними делится обратное напряжение, благодаря чему оно не может вызвать пробоя.

В практике бывает важным то, что ионизация перехода в тиристоре исчезает быстро, но не мгновенно. После прерывания цепи анодного тока мгновенно действующим идеальным выключателем во всех слоях тиристора сохраняется обилие носителей заряда. Тиристор останется открытым (т. е. его сопротивление будет мало) не только для прямого, но и для обратного напряжения. Ионизация исчезает вследствие рекомбинации электронов и дырок, при этом их концентрация убывает экспоненциально с постоянной времени, равной приблизительно средней длительности существования отдельного носителя заряда. Запирающие свойства тиристора восстанавливаются спустя время, называемое в нем *в о с с т а н о в л е н и я* управляемости  $t_{вос}$ . Оно зависит также от обратного тока, так как он удаляет электроны и дырки из областей близ крайних переходов  $P_1$  и  $P_3$ . Время восстановления складывается из двух этапов: I этап — восстановление запирающих свойств двух крайних переходов, следовательно, тиристор сначала восстанавливает свои запирающие свойства для обратного напряжения; длительность II этапа определяется вышеупомянутым процессом рекомбинации в области центрального перехода  $P_2$ . К концу этого этапа восстанавливаются запирающие свойства тиристора и в прямом направлении. В среднем время восстановления тиристора примерно 10—100 мкс. Оно меньше в тех случаях, когда внешняя цепь замкнута и проходит обратный ток.

В пределах вольт-амперной характеристики тиристора (рис. 11-28) следует различать три участка. Первый участок от  $U = 0$  до  $U = U_{от}$  соответствует закрытому состоянию тиристора. В пределах этого участка дифференциальное сопротивление тиристора  $r_d = du/di$  положительно, велико и почти постоянно. Но когда входное напряжение приближается к значению  $U_{от}$ , то это сопротивление быстро убывает и на границе первого участка оно равно нулю. В пределах второго участка  $r_d$  отрицательно. Здесь увеличение силы тока вызывает увеличение избытка напряжения ( $- \Delta U$ ), что связано с дальнейшим увеличением силы тока и т. д. Режим, соответствующий этому участку характеристики, неустойчив. Тиристор от условий второго участка спонтанно переходит к условиям открытого состояния, соответствующего третьему участку характеристики; при этом сопротивление  $r_d$  сначала становится равным нулю, а затем положительным. Если параметры внешней цепи — напряжение источника энергии  $U_r$  и сопротивление нагрузки  $r_H$  постоянны, то на основании вольт-амперной характеристики тиристора и нагрузочной характеристики  $U = F(I)$  легко определить графически три режима тиристора: закрытое и открытое состояния и промежуточное неустойчивое. Входное напряжение тиристора

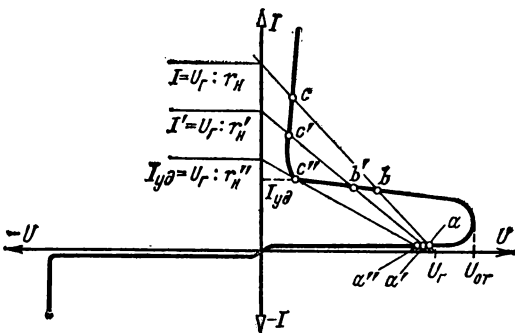


Рис. 11-28. Вольт-амперная характеристика тиристора и три его режима при различных значениях сопротивления нагрузки.

$$U = U_r - I r_H.$$

Это уравнение прямой линии, которая пересекает ось абсцисс в точке  $U_r$ , а ось координат в точке  $I = U_r / r_H$ . Характеристику тиристора такая прямая пересекает в трех точках  $a$ ,  $b$ ,  $c$ , соответствующих закрытому, неустойчивому и открытому состояниям прибора.

При увеличении сопротивления нагрузки  $r_n$  и постоянном  $U_r$  нагрузочная прямая поворачивается вокруг точки  $U_r$  против часовой стрелки (точки  $a'$ ,  $b'$  и  $c'$ ). Наконец, когда эта прямая становится касательной к характеристике (точка  $c''$ ), тиристор может находиться только в запертом состоянии, соответствующем точке  $a''$ . Точка  $c''$  определяет удерживающий ток  $I_{уд}$ . Это тот наименьший ток, который необходим для поддержания прибора в ионизированном состоянии, т. е. открытым.

Мы рассмотрели условия работы тиристора при отключенной цепи управления. Но для различных целей изготавливаются четырехслойные приборы, имеющие только два электрода — анод и катод. Такие приборы носят название динисторов; используются они главным образом в качестве бесконтактных ключей, отпирающих электрические цепи при определенном напряжении.

Применение управляющего электрода дает возможность регулировать напряжение отпирания тиристора. Положительное управляющее напряжение, воздействующее через этот электрод (рис. 11-29), вводит во внутренний слой  $p_2$

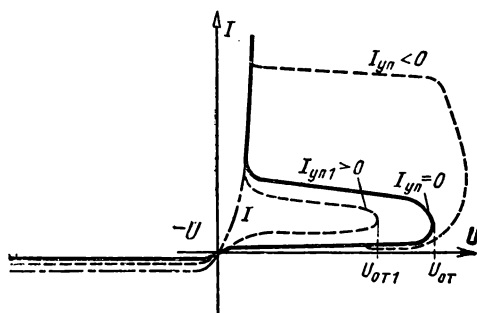


Рис. 11-29. Вольт-амперная характеристика тиристора при различных значениях управляющего тока.

дополнительные носители заряда — дырки, что и уменьшает напряжение отпирания. Воздействие положительного управляющего тока на напряжение отпирания физически эквивалентно воздействию повышения напряжения источника энергии. Оно приближает возникновение самостоятельной ионизации и лавинного пробоя в области главного перехода  $P_2$ . При достаточно большом значении  $I_y$  характеристика тиристора сжимается — исчезает участок отрицательного сопротивления, который обуславливает скачкообразное изменение режима при отпирании.

При отрицательном значении (обратном направлении) управляющего тока напряжение отпи-

рания возрастает; вместе с тем расширяется петля характеристики. В результате становится возможным устойчивый режим при значительных напряжениях и силе тока, а следовательно, возникает опасность термической перегрузки и разрушения тиристора. По этой причине обычно указывается наибольшее допустимое отрицательное значение управляющего тока.

Величина положительного управляющего тока лежит примерно в пределах 10—80 мА в зависимости от мощности тиристора и его типа; величина управляющего напряжения около 3 В.

Справочные данные о необходимых для отпирания тиристора токе и напряжении управляющего электрода относятся к пусковым импульсам не короче 100 мкс. При более коротких импульсах для отпирания необходимо увеличить управляющие ток и напряжение.

Запереть тиристор трудно, так как управляющий электрод теряет свои управляющие свойства, как только прибор отпирается. Необходимы специальные меры, чтобы вновь запереть тиристор. Два основных способа запираания — это прерывание анодного тока и искусственная (принудительная) коммутация.

Прерывание анодного тока происходит периодически, если тиристор включен в цепь переменного тока. Это так называемая естественная коммутация или коммутация напряжением сети. В этом случае тиристор запирается, когда мгновенное значение переменного тока понижается до значения тока удержания. Во время следующего положительного полупериода прибор отпирается вновь, когда положительное напряжение достигает значения напряжения отпирания  $U_{от}$ . Но в цепи постоянного тока (например, режим инвертора или управляемого ключа) для запираания тиристора необходимо наличие дополнительного внешнего коммутирующего устройства, прерывающего цепь тока или закорачивающего тиристор.



Искусственной (или принудительной) коммутацией называют запирание тиристора посредством подключения к его электродам какого-либо источника энергии, создающего через прибор ток обратного направления, превышающий по силе прямой ток. Разработаны и применяются многочисленные схемы принудительной коммутации. В качестве источника энергии чаще всего для этой цели используются конденсаторы. Примером может служить схема коммутации с помощью вспомогательного тиристора  $T_{вс}$  (рис. 11-30), подключающего в заданный момент конденсатор  $C$  к электродам главного тиристора  $T$ . Нагрузку в главной цепи изображает резистор  $r_n$ ;  $r_{вс}$  — вспомогательный резистор, через который заряжается конденсатор. Цепи блока — источника управляющих обоими тиристорами сигналов — на рис. 11-30 не показаны. Пусть первоначально главный тиристор  $T$  открыт, а вспомогательный  $T_{вс}$  заперт. В это время конденсатор заряжается, приобретая полярность, показанную на рисунке. Затем сигнал, поданный на управляющий электрод вспомогательного тиристора, отпирает его, благодаря чему через этот тиристор конденсатор оказывается подключенным положительно заряженной обкладкой к катоду главного тиристора  $T$ . Конденсатор разряжается через два тиристора, причем его разрядный ток направлен против прямого тока тиристора  $T$  и запирает последний. После этого конденсатор перезаряжается, изменяя полярность своих обкладок на обратную, так как через  $T_{вс}$  он соединен с минусом источника энергии, а через резистор  $r_n$  с плюсом этого источника — падение напряжения в  $r_n$  в это время создается только зарядным током емкости. Затем подается сигнал на управляющий электрод главного тиристора и он отпирается, а конденсатор своим разрядным током на этот раз запирает вспомогательный тиристор и сам перезаряжается, возвращаясь к полярности, показанной на рисунке, после чего следующий цикл начинается с подачи сигнала на управляющий электрод вспомогательного тиристора.

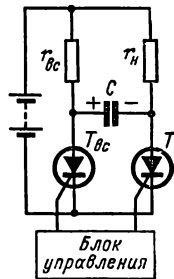


Рис. 11-30. Схема коммутации тиристора  $T$  посредством конденсатора  $C$  и вспомогательного тиристора  $T_{вс}$ .

В силовой полупроводниковой технике применяются четыре основных вида использования тиристоров для управляемого преобразования формы электрической энергии: 1) управляемое выпрямление переменного тока; 2) управляемое инвертирование, т. е. преобразование постоянного тока в переменный; 3) управляемое преобразование постоянного тока в постоянный же, но другого напряжения, непосредственное или с промежуточным звеном переменного тока и трансформатором; 4) управляемое преобразование переменного тока в переменный ток, по другой частоты, непосредственное или с промежуточным звеном постоянного тока.

Первый вид преобразования широко используется для управления регулируемой в широких пределах частотой вращения двигателей постоянного тока.

Четвертый вид преобразования, сложный, имеет широкие перспективы, так как дает возможность осуществлять регулирование частоты вращения асинхронных и синхронных двигателей экономичное, плавное и в широких пределах.

Первый вид преобразования, в случае трехфазной системы, отличается от вышеописанного выпрямления посредством диодов (§ 7-5) возможностью регулирования среднего значения выпрямленного напряжения посредством управления отпиранием тиристорov. При выпрямлении посредством диодов имеет место естественная коммутация — переход тока от одного вентиля к другому, когда мгновенные значения напряжений двух вентилях становятся равны между собой (рис. 11-31). При тиристорном выпрямлении посредством использования управляющего импульса этот переход тока может быть задержан на некоторую долю периода  $t'$ , которой соответствует угол регулирования  $\alpha = 2\pi t' / T$ . Вследствие такой задержки коммутации среднее за период значение выпрямленного напряжения

$$U_0 = \frac{3}{2\pi} \int_{-\pi/3+\alpha}^{\pi/3+\alpha} U_m \cos \omega t \, d\omega t = \frac{3}{2\pi} U_m \times \left[ \sin \left( \frac{\pi}{3} + \alpha \right) - \sin \left( \alpha - \frac{\pi}{3} \right) \right] = 1,17 U \cos \alpha,$$

где  $U$  — действующее значение вторичного напряжения трансформатора.

Следовательно, постоянным напряжением  $U_0$  можно управлять посредством изменения угла регулирования  $\alpha$ . При  $\alpha = 90^\circ$  постоянное напряжение уменьшается до нуля.

Из числа различных тиристорных устройств для преобразования постоянного тока в переменный большое практическое значение имеет а в т о н о м н ы й и н в е р т о р. Он служит для преобразования постоянного тока в переменный

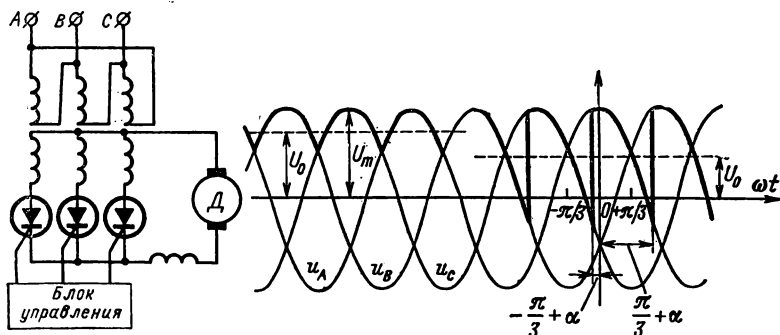


Рис. 11-31. Схема и кривые управляемого выпрямления трехфазного тока посредством тиристоров.

с любым числом фаз, причем значение переменного напряжения и его частоту можно регулировать в широких пределах. Автономные инверторы служат также составной частью ряда сложных типов преобразователей. Рассмотрим простейший случай — схему однофазного автономного инвертора (рис. 11-32).

Здесь один полюс источника постоянного напряжения  $U_0$  соединен со средней точкой первичной обмотки трансформатора  $Tr$ . Когда тиристор 1 открыт,

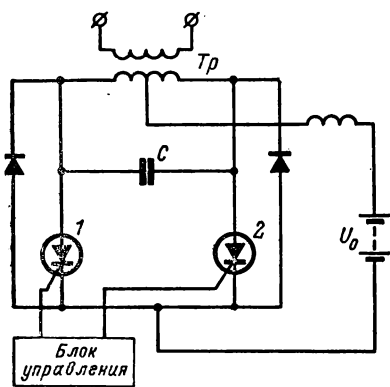


Рис. 11-32. Схема однофазного автономного инвертора.

а тиристор 2 заперт, то через тиристор 1 и левую половину первичной обмотки трансформатора проходит постоянный ток. Он возбуждает магнитный поток в сердечнике, а при возникновении этого потока во вторичной обмотке трансформатора, служащей выходом установки, индуцируется э. д. с. Затем управляющий импульс отпирет тиристор 2, вслед за тем тиристор 1 запирается. Теперь постоянный ток возникает в правой половине первичной обмотки трансформатора. Он возбуждает в сердечнике магнитный поток, направленный в противоположную сторону по отношению к потоку, возбуждавшемуся во время первой половины цикла, соответственно чему во вторичной обмотке индуцируется э. д. с. обратного направления. Таким образом, благодаря изменениям магнитного потока при переключениях тиристорами постоянного тока, во вторичной обмотке трансформатора индуцируется переменная э. д. с.

Одну половину периода переменного тока отперт один тиристор, а другую половину периода — второй тиристор. Частота переменного тока, получаемого от инвертора, определяется частотой генератора управляющих импульсов блока управления, отпирющих поочередно тиристоры.

Периодическое запираение тиристоров осуществляется при помощи коммутационного конденсатора  $C$  (рис. 11-32). Когда тиристор 1 отперт, конденсатор заряжается, приобретая полярность, показанную на рис. 11-30. Напряжение конденсатора при этом достигает значения, близкого к удвоенному значению

напряжения постоянного тока ( $2 U_0$ ), так как оно складывается из напряжения источника энергии и из э. д. с., индуцируемой в правой половине обмотки трансформатора током, обтекающим левую половину обмотки. Когда управляющий сигнал отпирает тиристор 2, тогда конденсатор разряжается через тиристор 1 и своим встречным током запирает его, после чего конденсатор перезаряжается до напряжения  $-2U_0$ , — теперь он готов, после сигнала, отпирающего тиристор 1, запереть встречным током тиристор 2, и процесс циклически повторяется. Так как частота переменного напряжения определяется частотой подачи импульсов управляющим маломощным генератором (обычно электронным), то частоту переменного тока можно регулировать в широких пределах (верхний предел примерно равен 1 кГц). Дальнейшее повышение частоты затруднительно из-за инерционности самих тириستоров. Подобным образом можно инвертировать постоянный ток в трехфазную или многофазную систему токов.

Преобразование постоянного тока в постоянный ток другого напряжения может осуществляться в виде двух ступеней: первая ступень — постоянный ток преобразуется в переменный, и последний, если это нужно для повышения напряжения, трансформируется; вторая ступень — переменный ток выпрямляется. Тиристорное регулирование напряжения может осуществляться при выпрямлении переменного тока. В целом установка представляет собой трансформатор постоянного тока.

Но в ряде случаев при таком преобразовании нет необходимости в трансформаторе, так как выходное постоянное напряжение установки должно быть меньше

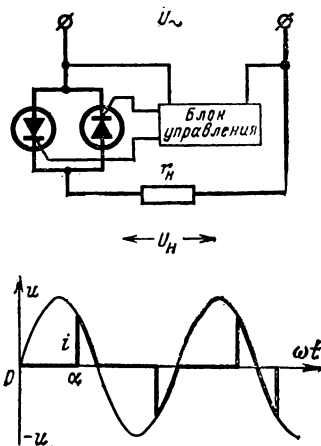


Рис. 11-33. Схема и кривая тиристорного управления однофазным переменным током.

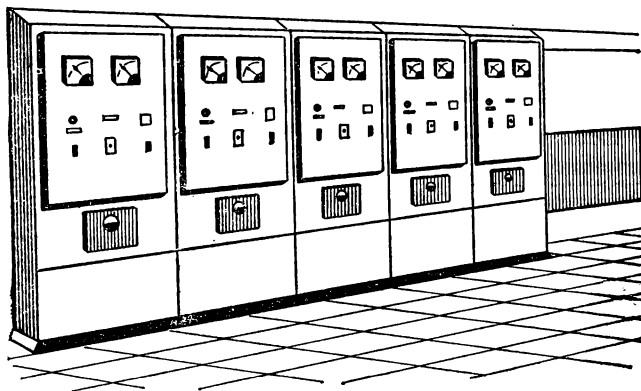


Рис. 11-34. Щит тиристорного управления пятью двигателями постоянного тока на заводе им. В. И. Ленина (1965 г.). Мощность двигателей по 5 000 л. с. (3 680 кВт).

входного или равно ему. В таких случаях применяется импульсное регулирование (§ 7-7); постоянный ток преобразуется с помощью тиристоров в прерывистый, а регулируется с помощью импульсов  $t_3/(t_3 + t_0)$  и таким путем изменяется среднее значение постоянного выходного напряжения. Это так называемые непосредственные трансформаторы постоянного тока.

Преобразователи переменного тока в другой переменный в большинстве случаев являются преобразователями частоты и применяются для электропривода. Установка этого вида состоит из вышеописанных выпрямителя, преобразующего переменный ток в постоянный, и инвертора, преобразующего постоянный ток в переменный или трехфазный.

Габариты тиристорных устройств малы, а к. п. д. высок. Это делает целесообразным замену ими в ряде случаев регулировочных дросселей и реостатов. С этой целью последовательно с нагрузкой включаются два тиристора, соединенных по антипараллельной схеме (рис. 11-33). Таким образом, тиристоры пропускают обе полуволны переменного тока. Но относительная длительность отсраивания каждой полуволны регулируется в нужных пределах.

Здесь упомянуты только основные виды тиристорных устройств. Сами тиристоры быстро совершенствуются, и успешно разрабатываются их новые типы.

Тиристорные преобразователи быстро внедряются в электрооборудование самых различных отраслей промышленности (рис. 11-34), в особенности при осуществлении программирования и автоматизации. Одновременно уходят в прошлое вращающиеся преобразователи, в частности система генератор — двигатель (§ 15-13), и начинает отмирать ряд статических преобразователей, таких как ртутные выпрямители и силовые магнитные усилители (МУ). В направлении всестороннего применения тиристорно-импульсных устройств идет в СССР развитие всех видов электрической тяги (на электрифицированных железных дорогах, в метро, трамваях и троллейбусах).

## 11-8. РЕЛАКСАЦИОННЫЙ ТИРИСТОРНЫЙ ГЕНЕРАТОР

Для получения переменных токов высокой и повышенной частоты в большинстве случаев применяются электронные генераторы на полупроводниках и на электронных лампах. По существу эти генераторы преобразуют энергию источника постоянного тока в энергию переменного тока. В зависимости от характера цепи, в которой создаются колебания, эти генераторы подразделяются на генераторы с колебательным контуром (генераторы типа  $L, C$ ) и релаксационные<sup>1</sup> генераторы (генераторы типа  $r, C$ ).

В генераторах первого типа происходит процесс, описанный в гл. 9 (периодическое перемещение энергии из электрического поля емкости в магнитное поле индуктивности и обратно). Необходимый в таком генераторе усилитель —

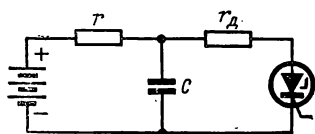


Рис. 11-35. Простейшая схема релаксационного тиристорного генератора.

транзистор или электронная лампа передает в цепь колебательного контура энергию некоторого источника, покрывающую потери.

В релаксационных генераторах имеются запасы энергии только одного типа, обычно это емкости. Колебания в них создаются чередованием процессов накопления энергии и ее освобождения.

Оба типа электронных генераторов применяются в блоках управления тиристорными установками. Эти блоки должны периодически подавать импульсы малой мощности на управляющие электроды тиристоры. Соответственно предъявляемым требованиям при наладке установки регулируются частота и форма кривой импульсов.

Современные полупроводниковые блоки управления весьма компактны, но схемы их довольно сложны и мы их рассматривать не можем. Рассмотрим лишь часто применяемую схему тиристорного релаксационного генератора (рис. 11-35). Здесь, пока тиристор заперт, конденсатор  $C$  заряжается через резистор  $r$  током  $i$  источника  $E$ , причем э. д. с. источника больше напряжения отпирания тиристора. По мере возрастания заряда конденсатора напряжение на его обкладках повышается. Наконец,  $u_C$  достигает значения  $U_{от}$ . Тогда тиристор отпирается и начинается постепенный разряд конденсатора на цепь тиристора. В этих условиях ток источника  $E$  должен быть недостаточен для поддержания

<sup>1</sup> От французского слова *relaxation* — освобождение.

напряжения конденсатора. Когда напряжение конденсатора понижается до значения напряжения запираания тиристора, тогда тиристор запирается и возобновляется заряд конденсатора.

Напряжение на конденсаторе, пока он заряжается, определяется условием (§ 9-1)  $u_C = E - A e^{-t/rC}$ , где  $A$  — постоянная, определяемая на основании начальных условий.

Будем считать начальным моментом наблюдения момент запираания тиристора. Следовательно, при  $t = 0$  напряжение  $u_{C0} = U_3 = E - A$  и  $u_C = E - (E - U_3) e^{-t/rC}$ .

Длительность части периода, соответствующую заряду конденсатора, можно определить на основании того, что в момент  $t = t_1$  тиристор отпирается. Следовательно, в этот момент напряжение конденсатора достигло значения

$$U_{от} = E - (E - U_3) e^{-t_1/rC},$$

на основании чего

$$t_1 = rC \ln \frac{E - U_3}{E - U_{от}}.$$

В большом числе случаев параметры релаксационного генератора подбираются так, чтобы длительность разряда была коротка и практически можно было бы приближенно считать период релаксационных колебаний

$$T \approx t_1 = rC \ln \frac{E - U_3}{E - U_{от}}.$$

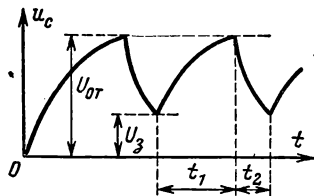


Рис. 11-36. Пилообразная кривая напряжения на емкости релаксационного генератора.

Регулировать частоту можно посредством воздействия на управляющий электрод или изменением  $r$  или  $C$ . Периодические изменения напряжения конденсатора изображаются пилообразной кривой (рис. 11-36), по этой причине соответствующие генераторы часто именуются генераторами п и л о о б р а з н ы х и м п у л ь с о в.

Мы рассмотрели простейшую схему релаксационного генератора, — в ней тиристор может быть заменен комбинацией транзисторов, ионным прибором — тиратроном и т. п. В качестве такого генератора широко применяется м у л ь т и в и б р а т о р, в котором поочередно через тиристоры (или другие приборы) заряжаются и разряжаются два конденсатора.

## 11-9. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ФОТОЭЛЕМЕНТЫ

Фотоэлемент является прибором, в котором воздействие лучистой энергии оптического диапазона (область инфракрасных, видимых и ультрафиолетовых лучей) вызывает временное обратимое изменение электрических свойств. В фотоэлементе свет управляет электронным потоком или электрическим током, благодаря чему фотоэлемент играет роль «электрического глаза», не знающего утомления или ошибок.

В фотоэлементах используются внутренний и внешний фотоэффекты.

Внутренний фотоэффект заключается в ионизации лучистой энергией атомов кристаллической решетки вещества или содержащейся в нем примеси. Эта ионизация сопровождается образованием подвижных носителей заряда. Внутренний фотоэффект используется в полупроводниковых приборах: фоторезисторах, фотодиодах, фототранзисторах и др.

Внешний фотоэффект состоит в том, что световой поток вынуждает электроны фотокатода покидать и выходить во внешнюю среду — в вакуум или сильно разреженный газ. Внешний фотоэффект используется в вакуумных фотоэлементах, фотоумножителях и т. п.

Фоторезисторы (фотосопротивления) по устройству своему и технике применения являются простейшими из фотоэлементов. Для них не нужны вакуум и стеклянный баллон. В фотосопротивлениях лучистая энергия, поглощаемая

слоем полупроводника (селен, сернистый висмут, сернистый кадмий, сернистый свинец и т. п.), вызывает значительное увеличение числа носителей заряда (электронов или дырок), а следовательно, уменьшение сопротивления элемента. Вентильным действием фотосопротивления не обладают.

Большинство фоторезисторов изготавливается на стеклянном основании в виде пластин (рис. 11-37), на которую наносится тонкий слой металла, не подверженного коррозии, — серебра, золота, платины. Этот металл нужен для того, чтобы образовать омические контакты с полупроводником. В металле прорезается извилистая щель таким образом, чтобы образовались два гребнеобразных электрода. Сверху напыляется слой полупроводника, толщина которого должна быть не больше средней глубины проникновения света в проводник. Таким образом, длина фоторезистора равна ширине щели, т. е. весьма мала, а поперечное

сечение относительно велико, так как равно произведению толщины слоя полупроводника на суммарную длину щели между электродами ( $0,01—0,5 \text{ см}^2$ ). Благодаря таким соотношениям электрическое сопротивление фотоэлемента не очень велико, несмотря на большое удельное сопротивление самого полупроводника. Этим обеспечивается достаточная чувствительность фотоэлемента.

Покровный слой прозрачного лака защищает полупроводник от внешних воздействий.

Рис. 11-37. Схема устройства и внешний вид фоторезистора.

Фоторезистор включается последовательно с управляемым им устройством и источником электроэнергии (рис. 11-38). Темновым сопротивлением  $r_{\text{тем}}$  называется сопротивление фотоэлемента, когда он не освещен. В этих условиях через фотоэлемент под действием напряжения  $U$  источника электроэнергии проходит небольшой темновой ток:

$$I_{\text{тем}} = U/r_{\text{тем}}.$$

Когда фоторезистор освещается, его проводимость сильно возрастает, вследствие чего возрастает сила тока в управляемой цепи, а это вызывает срабатывание исполнительного механизма (ИМ). В большом числе случаев ток фотосопротивления можно использовать непосредственно без применения промежуточного усилителя для приведения в действие исполнительного механизма, и это — существенное преимущество фоторезистора перед другими типами фотоэлементов.

Динамическая чувствительность фотоэлемента (§ 12-14) есть отношение изменения фототока (в микроамперах) к изменению светового потока (в люменах) при постоянном напряжении  $S_i = (\partial I_a / \partial F)_{U = \text{const}}$ . Но ток через фоторезистор возрастает с увеличением напряжения, поэтому в фоторезисторе принято различать интегральную чувствительность, определяемую при максимально допустимом рабочем напряжении и измеряемую в микроамперах на люмен, и чувствительность, соответствующую единице напряжения, измеряемую в микроамперах на люмен-вольт. Интегральная чувствительность определяется путем умножения чувствительности фоторезисторов на номинальное напряжение. Чувствительность фоторезисторов — величина порядка  $1\,000—5\,000 \text{ мкА/лм} \cdot \text{В}$  при максимальном рабочем напряжении ( $15—400 \text{ В}$  в зависимости от типа фоторезистора). Интегральная чувствительность фоторезистора относительно высока и составляет от  $50$  до  $1\,200 \text{ мА/лм}$ .

Рабочая чувствительность фоторезистора зависит от относительной величины сопротивления нагрузки, соединяемой последовательно с фотосопротивлением. Здесь имеют место следующие простые соотношения. Сила тока через фоторезистор зависит от напряжения на его зажимах  $U$  и от светового потока  $F$ , его освеще-

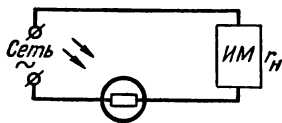
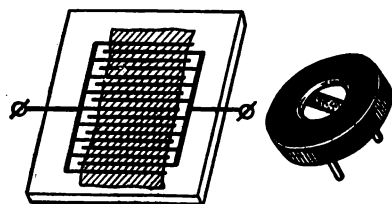


Рис. 11-38. Рабочая цепь фоторезистора.

щающего;  $I = f(U, F)$ . Следовательно, изменение силы тока можно выразить следующим образом:

$$dI = \frac{\partial I}{\partial U} dU + \frac{\partial I}{\partial F} dF, \quad (11-6)$$

а так как  $(dU/dI)_{F=\text{const}} = r_i$ , т. е. сопротивлению фотоэлемента, а  $(\partial I/\partial F)_{U=\text{const}} = S$  — дифференциальной чувствительности фотоэлемента, то

$$dI = dU/r_i + S dF.$$

Увеличение силы тока на  $dI$  при постоянстве напряжения  $U$  источника электроэнергии вызывает увеличение падения напряжения в нагрузке  $r_n$  и соответствующее понижение напряжения на фоторезисторе;

$$dU = r_n dI,$$

на основании чего

$$dI = -\frac{r_n}{r_i} dI + S dF,$$

а следовательно, рабочая чувствительность устройства с фоторезистором будет:

$$S_p = \frac{dI}{dF} = \frac{S}{1 + r_n/r_i}. \quad (11-7)$$

При  $r_n = 0$ , т. е. при коротком замыкании нагрузки,

$$S_p = S.$$

В каталогах обычно приводится чувствительность фоторезисторов при короткозамкнутой цепи и в области крутого подъема световой характеристики (рис. 11-39). Ток, проходящий через фоторезистор, при постоянном напряжении зависит нелинейно от светового потока  $F$ . Он пропорционален примерно  $\sqrt{F}$ . При больших световых потоках чувствительность фоторезистора сильно понижается.

Зависимость фототока от напряжения, т. е. вольт-амперная характеристика фоторезистора, практически линейна — сила фототока растет пропорционально напряжению. Но условия нагревания фоторезисторов ограничивают возможности увеличения чувствительности путем повышения напряжения.

При освещении фотоэлемента ток в нем достигает своего конечного значения лишь спустя некоторый промежуток времени, а при затемнении фотоэлемента он уменьшается с некоторым запозданием. Таким образом, фоторезисторы обладают заметной инерционностью. Их постоянная времени — величина порядка сотых долей секунды, поэтому на кратковременные световые импульсы они не реагируют.

На большую часть фоторезисторов, как на все полупроводники, сильно воздействуют изменения температуры.

Спектральная характеристика фоторезистора зависит от их материала. Путем соответствующего подбора последнего можно построить фотоэлемент, чувствительный к любой части видимого спектра. Некоторые из фоторезисторов обладают большой чувствительностью к инфракрасной части спектра, что дает возможность использовать их для наблюдения и регистрации излучений слабо нагретых тел.

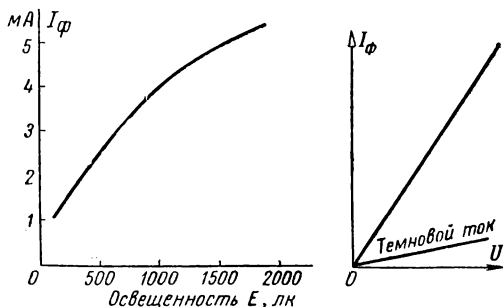


Рис. 11-39. Световая и вольт-амперная характеристики фоторезистора.

Материалом для фоторезисторов преимущественно служат различные сернистые соединения.

Выпускаемые в СССР фоторезисторы маркируются буквами ФС, за которыми через черточку следует буква, обозначающая состав материала: А — сернистый свинец, Б — сернистый висмут, К — сернистый кадмий. Последняя цифра маркировки есть заводской порядковый номер типа фоторезистора. Общее представление о параметрах промышленных фоторезисторов дает табл. 11-3.

Фотоэлементы (фотоэлементы с запирающим слоем) представляют собой обширную группу приборов, в которых поглощение лучистой энергии в области вокруг электронно-дырочного перехода вызывает возникновение новых пар носителей заряда — электронов и дырок, следствием чего является возникновение разности потенциалов между электродами фотоэлемента. Эту разность потенциалов (называемую фото-э. д. с.) можно использовать для того, чтобы создать ток во внешней цепи (генераторный режим), или можно применить ее для изменения силы тока, создаваемого в цепи внешним источником электроэнергии. В последнем случае режим работы фотоэлемента с запирающим слоем сходен с режимом фотосопротивления.

Наибольшее распространение имеют фотоэлементы из селена, сернистого серебра и кремния, а также германиевые фотодиоды и фототранзисторы.

Рассмотрим устройство и рабочий процесс простейшего фотодиода в условиях вентильного режима, т. е. когда в электрической цепи он является единственным источником энергии.

Таблица 11-3

### Параметры фоторезисторов

Тип фоторезистора	Марка	Темновое сопротивление, Ом	Предельное рабочее напряжение, В	Чувствительность, мкА/лм · В	Относительное изменение сопротивления, %	Постоянная времени, с
Сернисто-свинцовый	ФС-А4	$10^4$ — $10^6$	15	500	20	$4 \cdot 10^{-5}$
Сернисто-висмутовый	ФС-Б2	$10^6$ — $10^7$	50	1 000	80	—
Сернисто-кадмиевый	ФС-К1	$10^7$	400	3 000	99	$2 \cdot 10^{-2}$

Светочувствительный слой полупроводника (например, селена) наносится на опорный металлический электрод (рис. 11-40). Сверх этого слоя наносится тонкая прозрачная пленка из инертного металла (часто из золота). Для соединения с внешней цепью на края этой пленки накладывается контактное металлическое кольцо. Пленку от внешних воздействий защищает слой прозрачного лака.

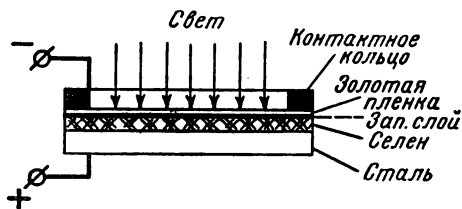


Рис. 11-40. Схема устройства селенового фотодиода.

Поглощение лучистой энергии здесь вызывает образование пар носителей тока — дырок и свободных электронов. Но у перехода существует электрическое поле, созданное разделением основных носителей (§ 11-2). Действием этого поля на неосновные носители тока электроны из дырочной области полупроводника и дырки из электронной области удаляются через переход  $p$ - $n$ : электроны





в электронных приборах относительно мало, вследствие чего они пропускают относительно малые токи, а их внутреннее сопротивление велико. Зато токами в электронных приборах легко управлять посредством электрических и магнитных полей. К электронным приборам относятся: электронные лампы, электронно-лучевые трубки, электронные сверхвысокочастотные приборы (СВЧ) — клистроны, магнетроны и пр., фотоэлементы с фотоэлектронной эмиссией (с внешним фотоэффектом), рентгеновские трубки и т. д.

Для понимания ряда побочных процессов в электронных приборах отметим, что хотя разрежение в баллонах этих приборов велико ( $10^{-7}$ — $10^{-8}$  мм рт. ст.), тем не менее в баллоне остается еще большое число молекул газа (при указанных разрежениях  $10^8$ — $10^9$  молекул в  $1\text{ см}^3$ ).

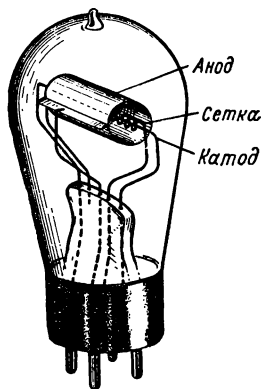


Рис. 12-1. Схема устройства электронной лампы (триода).

В ионных приборах движение электронов между электродами происходит в пространстве, заполненном разреженным газом или парами металла. При многочисленных столкновениях электронов с частицами газа или паров металла происходит ионизация частиц, увеличивающая число носителей заряда, а следовательно, уменьшающая внутреннее сопротивление прибора. Для ионных приборов характерны малое внутреннее сопротивление и значительные пропускаемые токи, но эти приборы инерционны и для переменных токов высокой частоты непригодны; к ионным приборам относятся: газотрон, тиратрон, ртутный вентиль, стабилитрон и др.

В качестве характерного примера электронной лампы на рис. 12-1 схематически показано устройство трехэлектродной лампы — триода. В откачанном до высокого вакуума стеклянном баллоне помещены три электрода: накаливаемый катод, служащий источником свободных электронов, охватывающий катод приемник электронов — анод и между ними управляющий потоком электронов электрод, называемый сеткой, а в действительности имеющий часто форму спирали. Малейшие изменения потенциала сетки вызывают значительные изменения электронного потока в лампе, это позволяет использовать триод в качестве усилителя колебаний. Тетрод и пентод в основном являются лишь более совершенными усилителями колебаний. Эти три электронные лампы используются также в генераторах переменного тока высокой и повышенной частоты.

Гексод, гептод и октод (приборы с 6, 7 и 8 электродами) — лампы специального назначения, служащие, в частности, для преобразования частоты переменного тока.

На рис. 12-2 дана принципиальная схема устройства простейшей электроннолучевой трубки, в которой электрическое поле отклоняющих пластин 1 управляет направлением электронного луча, исходящего из электронного прожектора 2 внутри трубки. Электроннолучевые трубки используются в телевидении (кинескопы), в осциллографах, радиолкааторах, электронных микроскопах, электронных коммутаторах и т. п.

Появление электронных усилителей сделало возможным использование для практических целей внешнего фотоэффекта — эмиссии электронов металлом под действием света. На основе этого принципа был построен электронный прибор — фотоэлемент с электронной эмиссией. В настоящее время он широко применяется в звуковом кино, в различной аппаратуре автоматического управления и т. д.

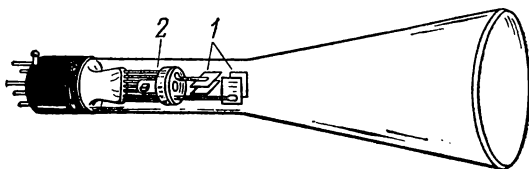


Рис. 12-2. Схема устройства электроннолучевой трубки.

Ионные приборы в основном используются для неуправляемого и управляемого выпрямления переменного тока. Еще недавно ртутный выпрямитель — прибор с холодным ртутным катодом — являлся самым распространенным мощным устройством для преобразования с малыми потерями переменного тока в постоянный.

Для управляемого выпрямления небольших мощностей служит ионный прибор с накаливаемым или холодным катодом, снабженный управляющей сеткой, — тиратрон.

Мы назвали (далеко не все) приборы электроники и указали их назначение. Эти приборы применяются почти во всех отраслях техники, где они входят как составная часть в устройства для измерения, контроля, автоматизации и программирования.

Важнейшими преимуществами электронных приборов являются их весьма высокая чувствительность (с помощью электрометрических электронных ламп можно измерять токи порядка  $10^{-15}$  А) и весьма малая инерционность (время срабатывания некоторых электронных устройств измеряется микросекундами). Но важнейшим прибором современной техники является электронный усилитель.

В некоторых отношениях электронные приборы пока стоят выше полупроводниковых (например, в отношении взаимозаменяемости); ряд электронных приборов даже в перспективе не имеют полупроводниковых заменителей (например, все электроннолучевые приборы).

## 12-2. РАБОТА ВЫХОДА ЭЛЕКТРОНА

Чтобы создать внутри прибора в вакууме между электродами поток электронов, необходимо использовать явление электронной эмиссии. Так принято называть выход свободных электронов в вакуум или в газ из поверхностей твердых или жидких тел. В металле свободные электроны находятся в движении, но их кинетическая энергия недостаточна, чтобы преодолеть силы притяжения металла. Когда электрон выходит из металла, то тем самым он отнимает у металла свой отрицательный заряд. Таким образом, металлу сообщается положительный заряд, равный по величине заряду электрона (рис. 12-3). Этот заряд притягивает вышедший электрон обратно в металл. Кроме того, при выходе из проводника часть электронов полностью теряет свою кинетическую энергию и накапливается на поверхности, образуя с зарядившимся положительно проводником двойной электрический слой. Поле такого слоя для электронов, выходящих из проводника, является тормозящим. Чтобы преодолеть противодействие этих сил за счет кинетической энергии электрона, должна быть совершена работа, которую можно выразить произведением заряда электрона  $e$  на некоторую разность потенциалов  $\Phi_0$  (потенциал выхода):

$$W_{\text{вых}} = e\Phi_0. \quad (12-1)$$

На этом основании работой выхода принято называть ту наименьшую дополнительную энергию, которую необходимо затратить, для того чтобы вывести из проводника в вакуум один электрон. Эта работа измеряется в электрон-вольтах (эВ). Она зависит от структуры проводника и является характерной для различных материалов величиной. Например, для платины это — 5,32; вольфрама — 4,60; ртути — 4,52; меди — 4,26; тория — 3,35; цезия — 1,81.

Электронная эмиссия похожа на испарение жидкости. При испарении затрачивается теплота на парообразование, ей соответствует работа выхода электрона. Испарение вызывает охлаждение жидкости, выход электрона — охлаждение проводника.

В условиях комнатной температуры кинетическая энергия электрона внутри проводника меньше работы выхода, из-за чего он не может покинуть самостоя-

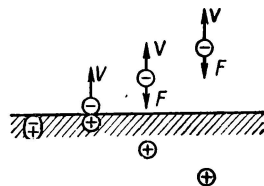


Рис. 12-3. Схема возникновения сил, противодействующих выходу электрона из проводника.

тельно металл. Чтобы вывести электроны из проводника, необходимо сообщить им дополнительную энергию.

Виды электронной эмиссии классифицируются в зависимости от способа передачи этой энергии. В электронных и ионных приборах практическое значение имеют следующие виды эмиссии: термоэлектронная, фотоэлектронная и электростатическая (автоэлектронная).

Эмиссия создается обычно на катоде электронного прибора, поэтому в зависимости от вида эмиссии классифицируются и виды катодов электронных и ионных приборов: термоэлектронные катоды, фотокатоды и холодные катоды (электростатические — по принципу действия).

### 12-3. ТЕРМОЭЛЕКТРОННАЯ ЭМИССИЯ

Термоэлектронная эмиссия имеет место, когда дополнительная энергия сообщается электронам путем нагревания тела, в частности нагреванием катода. Плотность тока термоэлектронной эмиссии для чистых металлов выражается уравнением Ричардсона и Дешмэна

$$\delta = AT^2 e_n^{-e\Phi_0/kT} = AT^2 e_n^{-W_{\text{вых}}/kT}. \quad (12-2)$$

В этом выражении  $A$  — постоянная, близкая к  $60 \text{ А} \cdot \text{см}^{-2} \text{ } ^\circ\text{С}$ , зависящая от рода металла и состояния его поверхности;  $T$  — абсолютная температура металла;  $K$ ;  $k$  — универсальная газовая постоянная ( $8,56 \cdot 10^{-5} \text{ эВ/}^\circ\text{С}$ ).

Чем меньше работа выхода  $W_{\text{вых}}$  для данного металла, тем ниже температура его нагрева, необходимая для получения определенной электронной эмиссии.

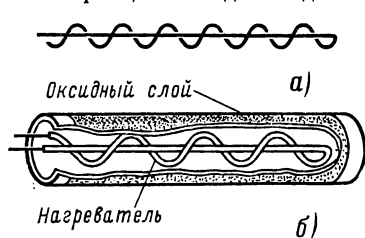


Рис. 12-4. Схемы устройства катода прямого накала (а) и подогревного катода (б).

Это очень существенно для электронных приборов. Таким образом, в качестве материала для катода желательно иметь тугоплавкий металл с малой работой выхода. Таким материалом является вольфрам (температура плавления около  $3400^\circ\text{С}$ ). Катоды из чистого вольфрама применяются в мощных и сверхмощных электронных лампах.

Работа выхода существенно уменьшается, если на поверхность основного металла (вольфрама, молибдена, никеля и др.) нанести тонкий слой другого металла с меньшей работой выхода — это а к т и в и р о в а н и е катода. В частности, тончайший (одноатомный) слой тория на

вольфраме снижает работу выхода до  $2,63 \text{ эВ}$  (хотя работа выхода тория  $3,35 \text{ эВ}$ , а вольфрама  $4,52 \text{ эВ}$ ). Такие торированные катоды применяются в мощных лампах. Но особенно широкое применение имеет активирование катода из тугоплавкого металла смесью окислов щелочноземельных металлов: бария, стронция и кальция с небольшим количеством чистого бария. Такой оксидный катод имеет работу выхода около  $1,1 \text{ эВ}$ . Уравнение Ричардсона и Дешмэна неприменимо для оксидных катодов.

По конструкции катоды подразделяются на прямонакальные и подогревные.

П р я м о н а к а л ь н ы й катод (рис. 12-4, а) может быть из чистого металла с оксидным покрытием.

П о д о г р е в н ы й катод (предложенный академиком А. А. Чернышевым в 1918 г.) состоит из н а г р е в а т е л я (рис. 12-4, б), при помощи которого катод нагревается до нужной температуры, и собственно катода, эмиттирующего электроны. Обычно катод имеет форму полого цилиндра, на внешнюю поверхность которого нанесен оксидный слой. Внутри этого цилиндра помещен нагреватель, изготовленный из вольфрамовой проволоки. Для изоляции от катода нагреватель покрывается слоем алунда (чистого глинозема). Применение подогревного катода позволяет: во-первых, питать накал электронной лампы переменным током, так как благодаря значительной тепловой инерции подогревного катода периодические колебания переменного тока не вызывают пуль-

саций эмиссии; во-вторых, благодаря наличию изоляции цепи накала от катода можно питать все электронные лампы устройства от одного общего источника электроэнергии. Однако из-за тепловой инерции подогревного катода нормальная эмиссия устанавливается у него лишь после прогрева, продолжавшегося 30—60 с.

Эмиссионные качества термоэлектрического катода оцениваются на основании его экономичности и удельной эмиссии.

Экономичность (эффективность) катода определяется как эмиссионный ток (мА), соответствующий мощности в 1 Вт, затрачиваемой на накал катода. Экономичность оксидного катода 60—500 мА/Вт, а вольфрамового — только 4—15 мА/Вт. Удельная эмиссия есть эмиссионный ток (мА) с 1 см<sup>2</sup> активной поверхности катода.

Помимо термоэлектронной эмиссии в электронных лампах существенное практическое значение имеет вторичная эмиссия — выход электронов из металлических, полупроводниковых и диэлектрических поверхностей вследствие бомбардировки этих поверхностей потоком первичных электронов. При такой бомбардировке энергия, сообщаемая первичными электронами части электронов бомбардируемого тела, оказывается больше работы выхода и эти вторичные электроны выходят из поверхности в вакуум или в газ. Такие вторичные электроны появляются у анодов всех электронных ламп, когда энергия первичных электронов превышает несколько десятков электрон-вольт.

Эффект вторичной эмиссии в ряде электронных ламп не имеет существенного значения. В них вторичные электроны, освобожденные на положительно заряженном аноде, возвращаются назад на анод и не влияют на ток через вакуум. Но в других лампах (например, в тетродах) вторичная эмиссия создает вредный эффект обратного тока. Наконец, в электронных умножителях вторичная эмиссия используется для увеличения полезного потока электронов.

## 12-4. УСТРОЙСТВО И ХАРАКТЕРИСТИКИ ДИОДА

Диод по своему устройству — простейшая из электронных ламп. Основными частями диода являются: стеклянный или металлический баллон, откачанный до глубокого вакуума, и два электрода — анод и катод, помещенные внутри баллона. Катод прямого накала у всех электронных ламп представляет собой металлическую нить (проволоку), форма которой приспособляется к конструктивным особенностям данного прибора (рис. 12-5). В простейшем случае это прямая нить — простая вольфрамовая или активированная. Она закрепляется на токоподводящих держателях или натягивается одной или несколькими пружинами. Устройство подогревного катода мы уже рассмотрели выше. Никелевый или молибденовый анод имеет цилиндрическую или коробчатую форму. Он охватывает катод. Выводы электродов в виде штырьков впрессованы в пластмассовое основание цоколя лампы. Анод имеет один вывод, катод прямого накала — два вывода, подогревный катод — три вывода (один собственно катода и два — подогревателя).

Для накала катода нужен источник электроэнергии низкого напряжения (2—30 В). В простейшем случае им может служить небольшая батарея накала  $U_H$  (рис. 12-6) из гальванических элементов или аккумуляторов. Ток накала  $I_H$

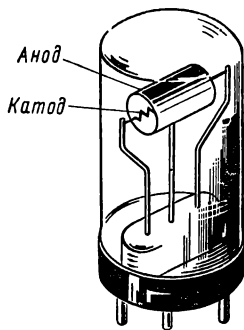


Рис. 12-5. Схема устройства электронного вакуумного диода.

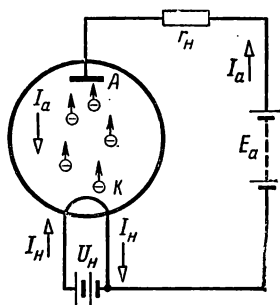


Рис. 12-6. Схема соединений диода с источниками электроэнергии.

нагревает катод, и вследствие термоэмиссии электроны выходят из катода в вакуум. Чтобы направить эмиттированные электроны к аноду, необходимо создать между катодом и анодом электрическое поле, направленное от анода к катоду. Для этого нужен анодный источник напряжения. В простейшем случае им может служить батарея  $E_a$  (20—100 В) (рис. 12-6). Отрицательный полюс батареи должен быть соединен с катодом, положительный полюс через резистор  $r_n$  с анодом.

Под действием сил поля эмиттированные катодом электроны движутся к аноду, создавая таким образом ток в вакуумном промежутке, условно направленный от анода к катоду, т. е. в сторону, противоположную движению электронов. На место электронов, ушедших к аноду, катод освобождает новые электроны и таким путем поддерживает ток в вакуумном промежутке.

Однако если бы потенциал катода был выше потенциала анода, т. е. если бы плюс анодной батареи был соединен с катодом, а минус с анодом лампы, то ток в лампе должен был бы прекратиться, так как электроны термоэмиссии под действием сил поля возвращались бы обратно на катод. Следовательно, диод является вентилем — он пропускает ток только в одном направлении — от анода к катоду, чему соответствует движение свободных электронов в обратном направлении.

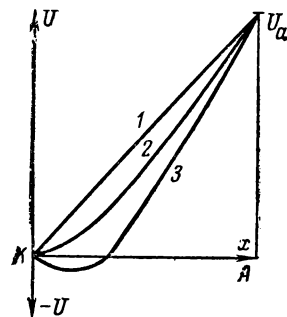


Рис. 12-7. Кривые распределения электрического поля в пространстве между электродами диода.

Условия в электрическом поле диода из-за наличия в нем движущихся электронов довольно сложны; во многом они характерны для всех электронных ламп. При выяснении общей картины процесса пренебрежем влиянием формы электродов на конфигурацию поля и будем рассматривать его как поле между заряженными плоскостями. Пока

катод не нагрет и отсутствует эмиссия, поле между электродами равномерно, т. е. напряженность его постоянна, а потенциал от катода к аноду возрастает линейно (кривая 1 на рис. 12-7):

$$\mathcal{E} = \text{const} = -d\varphi/dx.$$

Но когда катод нагрет и в пространстве между электродами появляются свободные электроны, поле перестает быть равномерным. Движущиеся электроны представляют собой отрицательные заряды. Их наличие в пространстве между электродами эквивалентно некоторому неподвижному отрицательному объемному заряду (рис. 12-8). Поле этого объемного заряда, накладываясь на анодное поле, снижает в разной степени потенциал всех точек поля между электродами (рис. 12-7, кривые 2 и 3). Само поле между электродами воздействует ускоряюще на электроны, поэтому скорость движения электронов возрастает по мере их приближения к аноду. Из-за этого возрастания скорости объемная плотность электронов, а следовательно, и величина отрицательного объемного заряда убывает по мере приближения к аноду.

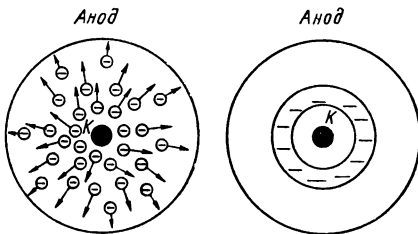


Рис. 12-8. Схема образования объемного заряда.

Уменьшение потенциала в той или иной области пространства между электродами тем значительнее, чем больше в этой области отрицательный объемный заряд. Но этот заряд имеет наибольшую плотность вблизи поверхности катода. Следовательно, вблизи катода имеет место наибольшее понижение потенциала, вызываемое объемным зарядом. Чем больше эмиссия катода, тем больше объемный заряд и вызываемое им снижение потенциала. При большой эмиссии или малом анодном напряжении потенциал в области вблизи катода может стать ниже

потенциала катода — отрицательным по отношению к катоду (рис. 12-7, кривая 3). Подобные условия характерны для рабочего режима большинства электронных приборов.

Таким образом, недалеко от катода в поле имеется минимум потенциала и в пределах участка от поверхности катода до этого минимума результирующее поле является для электронов термоэмиссии тормозящим, стремящимся вернуть их назад на катод. Это так называемый **потенциальный барьер** на пути электронов. Тормозящее действие объемного заряда наглядно можно уподобить отталкивающему действию «электронного облачка», расположенного вблизи катода. Электроны, прорвавшиеся сквозь это облачко, т. е. прошедшие за область минимума потенциала, дальше на своем пути к аноду ускоряются результирующим полем. Но за область минимума потенциала могут пролететь только те электроны, кинетическая энергия которых после затраты работы выхода достаточна, чтобы преодолеть противодействие объемного заряда катода. Остальные электроны возвращаются назад на катод. Таким образом, из-за противодействия объемного заряда не все электроны термоэмиссии участвуют в образовании тока между электродами, называемого **анодным током**. Однако если значительно повысить анодное напряжение, то отрицательный минимум в кривой распределения потенциала исчезнет (сместится на катод) и все электроны термоэмиссии будут достигать анода. Это будет режим **тока насыщения**.

Условиями поля диода определяется его **вольт-амперная характеристика** (рис. 12-9) — зависимость анодного тока от приложенного между анодом и катодом анодного напряжения  $I_a = F(U_a)$  при неизменном токе накала  $I_H$ . Последний при нормальной работе лампы должен иметь номинальное значение: как перекал, так и недокал не должны иметь места.

При равенстве нулю анодного напряжения, но при номинальном токе накала  $I_H$  диод все же проводит некоторый небольшой ток. Он создается теми электронами термоэмиссии, кинетическая энергия которых достаточна, чтобы достичь анода. Чтобы уничтожить этот весьма малый ток, нужно подать на анод отрицательное **запирающее напряжение** около 0,5 В, которое создаст между электродами тормозящее поле.

С увеличением положительного анодного напряжения анодный ток возрастает сначала почти линейно, так как с увеличением анодного напряжения все большее число электронов преодолевает отталкивающее действие объемного заряда у катода вследствие того, что в результирующем поле все меньше по абсолютной величине становится отрицательный минимум потенциала у катода. Но постепенно по мере увеличения напряжения начинает сказываться влияние насыщения, и кривая вольт-амперной характеристики наклоняется в сторону оси абсцисс. Теоретически предел увеличению анодного тока положен величиной термоэлектронной эмиссии. Если все электроны, эмиттируемые катодом, достигают анода, то дальнейший рост анодного напряжения не увеличивает силу анодного тока.

В действительности на вольт-амперной характеристике нет резкого перехода к режиму насыщения из-за неравномерности распределения температуры вдоль реального катода, неодинаковых эмиссионных свойств отдельных его участков, неоднородности электрического поля вдоль катода (плотность объемного заряда вблизи слабо нагретых участков катода значительно меньше) и т. п.

Сама термоэлектронная эмиссия несколько зависит от анодного напряжения. С увеличением этого напряжения возрастает напряженность поля у катода, что несколько облегчает выход электронов из катода. Ниже, рассматривая электростатическую эмиссию, мы познакомимся с этим явлением подробнее. Такое увеличение эмиссии с возрастанием анодного напряжения особенно сильно выражено у ламп с оксидным катодом (рис. 12-9).

При работе диода значительное количество тепла выделяется на его аноде из-за бомбардировки анода электронами анодного тока. Каждую секунду в по-

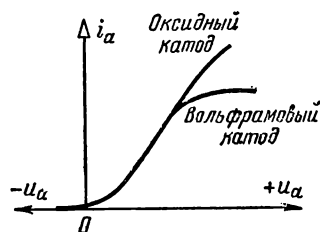


Рис. 12-9. Вольт-амперные характеристики диода.

верхность анода ударяют  $N$  электронов, движущихся со скоростью  $v$ . Масса каждого из них  $m$ . Таким образом, мощность потока электронов, поглощаемая на аноде, будет равна

$$Nmv^2/2.$$

Кинетическую энергию электрона можно выразить иначе. Пренебрегая начальной энергией электрона, которой он обладал, покинув катод, можно считать, что кинетическая энергия электрона целиком получена за счет работы сил поля, созданного анодным напряжением. Такая работа при переносе заряда в поле равна произведению напряжения на величину перенесенного заряда. В рассматриваемом нами случае эта работа

$$U_a e = mv^2/2,$$

где  $e$  — заряд электрона.

Следовательно,

$$Nmv^2/2 = Ne U_a.$$

Мы рассматриваем заряд, поступающий на анод в единицу времени, а это — величина, определяющая силу анодного тока; следовательно,

$$Ne = I_a,$$

поэтому

$$Nmv^2/2 = U_a I_a = P_a,$$

т. е. величина  $Nmv^2/2$  равна всей мощности, отдаваемой лампе анодным источником электроэнергии; следовательно, на аноде переходит в тепло вся энергия, отдаваемая лампе анодной батареей.

Эту энергию в виде тепла анод при установившемся температурном режиме должен отдавать в окружающую среду. Для улучшения теплоотдачи анодом его поверхность часто чернится, а мощные лампы снабжаются радиаторами, соединенными с анодом.

Расчеты электронных устройств в большом числе случаев ведут на основании некоторых средних величин, характеризующих данный тип лампы и называемых параметрами лампы.

К числу основных параметров диода принадлежит его внутреннее сопротивление  $r_i$  и крутизна характеристики  $S$ .

Для расчетов электронных цепей в большинстве случаев важно не только отношение  $u/i = r_c$  (это отношение в электронике называется статическим

сопротивлением). Но у диода, как и у всех ламп, под внутренним сопротивлением принято подразумевать отношение изменения анодного напряжения  $\Delta u_a$  к изменению анодного тока  $\Delta i_a$ , т. е. дифференциальное сопротивление

$$du_a/di_a = r_i. \quad (12-3)$$

Это сопротивление пропорционально тангенсу угла наклона вольт-амперной характеристики и постоянно в пределах линейного участка этой характеристики.

Дифференциальное внутреннее сопротивление можно рассматривать как сопротивление переменной составляющей анодного тока. Если при работе диода в пределах линейного участка вольт-амперной характеристики в его анодную цепь включить последовательно источник постоянного напряжения  $U_a$  и источник относительно малого переменного напряжения  $u = U_m \sin \omega t$  (рис. 12-10), то, как легко убедиться из графического построения,



Рис. 12-10. Графическое определение дифференциального сопротивления.

$$U_m/I_m = r_i.$$



Крутизна характеристики  $S$  любой электронной лампы есть отношение изменения тока  $\Delta i_k$  в цепи одного электрода лампы к изменению напряжения  $\Delta u_i$  другого электрода лампы:

$$S = di_k/du_i. \quad (12-4)$$

Для диода это величина, обратная внутреннему сопротивлению и равная дифференциальной проводимости диода:

$$S = di_a/du_a = 1/r_i = g_i. \quad (12-5)$$

Потеря напряжения и мощность, выделяющаяся на аноде диода, тем меньше, чем больше крутизна характеристики.

Кроме внутреннего сопротивления  $r_i$  и крутизны характеристик  $S$ , область применения диода определяют следующие величины: предельно допустимые максимальное  $I_{a.m}$  и среднее  $I_a$  значения анодного тока, предельно допустимая

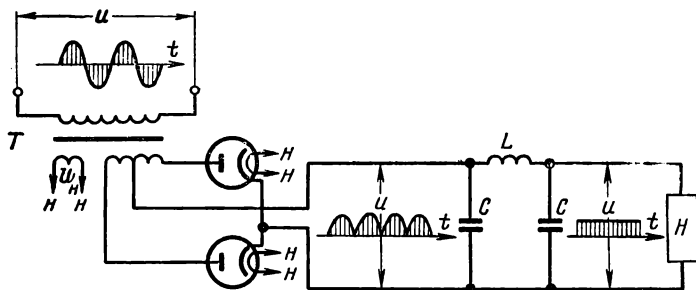


Рис. 12-11. Схема двухполупериодного выпрямления посредством двух диодов.

мощность, рассеиваемая анодом и стеклом баллона, предельно допустимое максимальное значение обратного напряжения  $U_{об.м}$ .

При прямом направлении тока напряжение между анодом и катодом диода невелико. Но при обратном направлении обратное напряжение достигает значения амплитуды переменного напряжения. У современных выпрямительных диодов, называемых часто кенотронами,  $U_{об.м}$  лежит в пределах от 1 кВ до нескольких сотен киловольт.

В большинстве случаев диод служит для выпрямления переменного тока. Чтобы использовать обе полуволны тока и получить таким путем двухполупериодное выпрямление, необходимы два диода. Соответствующая схема дана на рис. 12-11. Здесь два диода с подогревными катодами имеют общий источник тока накала — накальную обмотку  $w_n$  трехобмоточного трансформатора. Оба нагревателя диодов присоединяются параллельно к зажимам накальной обмотки. Соответствующие соединения накальных цепей ввиду их простоты на схемах обычно не показываются, как это и сделано на рис. 12-11. В схеме предусмотрен П-образный фильтр из индуктивности  $L$  и двух емкостей  $C$ . Он включен между диодами и нагрузкой  $H$ . Фильтр должен сглаживать пульсации выпрямленного напряжения  $u$ , как это показано на рис. 12-11.

Коэффициент полезного действия электронного выпрямителя невысок из-за большого внутреннего сопротивления диодов. К потерям в лампах добавляются еще потери энергии в фильтре. Но при тех небольших мощностях, которые в большинстве случаев должны отдавать ламповые выпрямители, их низкий к. п. д. имеет второстепенное значение.

Для экономии габаритов два диода, нужные при двухполупериодном выпрямлении, часто изготавливаются в виде одной комбинированной лампы. На рис. 12-12 показана такая комбинированная лампа — двойной диод 6Х6. Он состоит из двух диодов, помещенных в общий баллон и разделенных металличе-

ским экраном. Нагреватели двух катодов соединены последовательно. На рисунке виден в разрезе только один из диодов; спиралеобразный его нагреватель охватывается трубчатым катодом, а последний в свою очередь находится внутри цилиндра анода.

Кроме выпрямления диоды могут выполнять диодное детектирование, т. е. выделение из модулированного высокочастотного колебания звуковой частоты в радиоприемниках (§ 7-6).

Для приемно-усилительных ламп приняты обозначения, состоящие из четырех знаков: первое число указывает округленное значение напряжения накала, например для рассматриваемого диода — 6 (его напряжение накала 5,3 В). Первая буква указывает тип лампы: Д — диод,

Х — двойной диод, Ц — кенотрон, С — триод, Э — тетрод, П — низкочастотные выходные пентоды и лучевые тетроды, Ж — высокочастотные пентоды и лучевые

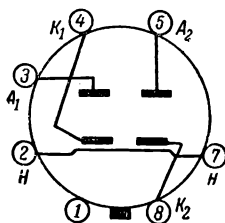
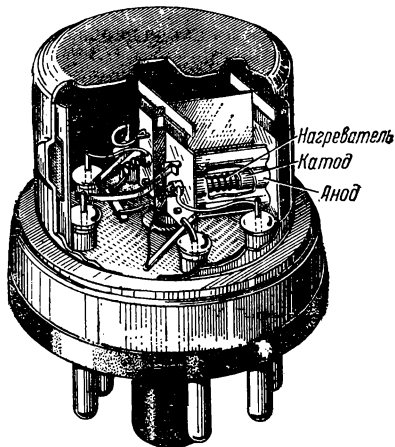


Рис. 12-12. Устройство и цоколевка двойного диода.

тетроды с короткой анодно-сеточной характеристикой, Е — индикатор настройки и т. д. Вторая цифра указывает заводской порядковый номер типа лампы. Вторая буква (четвертый знак) для ламп в металлическом баллоне опускается, а для остальных она определяет внешнее оформление лампы: С — стеклянная, Л — стеклянная лампа во внешнем металлическом экране, П — пальчиковая (миниатюрная), А — сверхминиатюрная диаметром 10—11 мм и т. д.

Для выполнения схем соединения важна цоколевка лампы, т. е. схема соединения электродов лампы со штырьками, укрепленными в пластмассовом цоколе лампы. Двойной диод 6Х6 имеет октальный цоколь, т. е. его семь штырьков расположены по вершинам правильного восьмиугольника, причем одна из вершин оставлена свободной. Цоколь снабжен пластмассовым ключом, помещенным в середине цоколя, — это выступ с направляющим ребром. Благодаря такому ключу невозможно вставить неправильно лампу в ламповую панель (рис. 12-12). Цоколевка показывает расположение выводов лампы, если смотреть на нее снизу. Нумерация штырьков начинается от штырька, ближайшего к ребру ключа, и ведется по ходу часовой стрелки.

## 12-5. УСТРОЙСТВО И ХАРАКТЕРИСТИКИ ТРИОДА

Трехэлектродная лампа — триод отличается от диода тем, что между катодом и анодом в ней помещен промежуточный электрод — сетка. Название это объясняется тем, что в первых триодах этот электрод выполнялся в виде металлической сетки, но в современных лампах он часто выполняется в виде проволоочной спирали, круглой или плоской, витки которой привариваются к металлическим пруткам и траверсам, а последние укрепляются на изолирующих держателях (рис. 12-13). Сетка является весьма чувствительным элементом триода, так как посредством малого изменения напряжения между сеткой и катодом можно вызвать значительное изменение

потока электронов между катодом и анодом, образующего анодный ток. Усижительное действие сетки объясняется тем, что она расположена значительно ближе к катоду, чем анод, и частично экранирует катод от действия поля анода.

При наличии сетки электроны, эмиттированные катодом, могут пролетать к аноду через промежутки между витками сетки. Но при отрицательном потенциале сетки между ее витками будет возникать потенциальный барьер, отталкивающий электроны назад на катод. Однако в этом барьере возможны отверстия, через которые могут пролететь электроны. Таким образом, изменение потенциала сетки дает возможность изменить анодный ток от нуля до тока насыщения.

Режим триода определяется воздействием двух независимых друг от друга напряжений анодного  $U_a$  и сеточного  $U_c$ . Первое — приложенное между анодом и катодом, а второе — между сеткой и катодом. Каждая из основных характеристик триода строится как зависимость тока одного из электродов от одного из напряжений, причем второе напряжение сохраняется неиз-

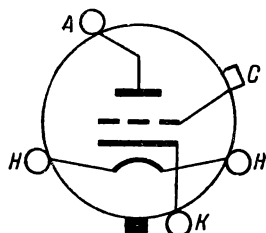
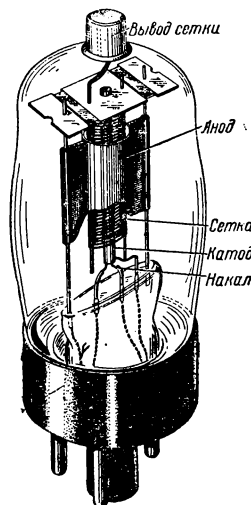


Рис. 12-13. Электроды триода и его цоколевка.

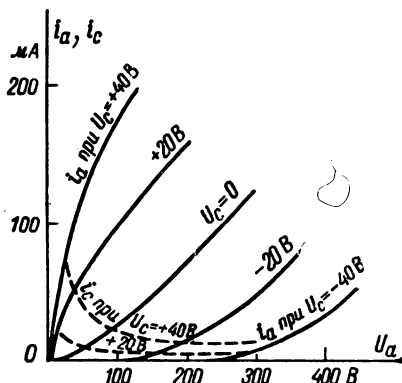


Рис. 12-14. Анодные характеристики триода.

менным. Если такие зависимости определять при нескольких значениях второго нерегулируемого напряжения, то получается семейство характеристик. Таким образом, для триода можно построить четыре семейства характеристик:

- 1) анодные характеристики анодного тока

$$I_a = F(U_a) \text{ при } U_c = \text{const};$$

- 2) анодные характеристики сеточного тока

$$i_c = F(U_a) \text{ при } U_c = \text{const (рис. 12-14);}$$

- 3) анодно-сеточные характеристики

$$I_a = F(U_c) \text{ при } U_a = \text{const};$$

- 4) сеточные характеристики сеточного тока (рис. 12-15)

$$I_c = F(U_c) \text{ при } U_a = \text{const.}$$

Но чаще триоды работают без сеточных токов; руководствуясь этим, характеристики сеточного тока не будем анализировать.

Характеристики, снимаемые при постоянных токах в цепях лампы, именуются статическими. На рис. 12-16 дана схема для получения статических характеристик триода. Для изменения знака сеточного напряжения в ней

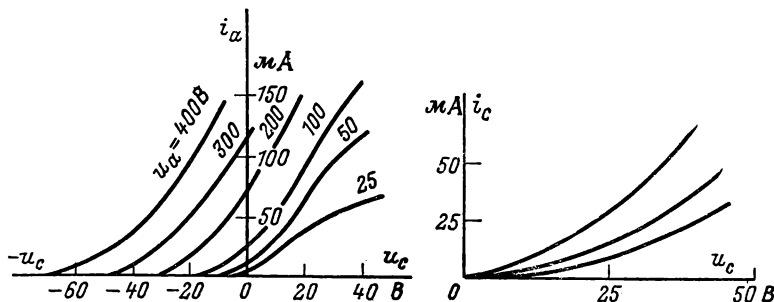


Рис. 12-15. Сеточные характеристики триода.

предусмотрен переключатель в цепи сетки. Все характеристики следует снимать при номинальном напряжении накала.

Анодные характеристики анодного тока выходят из начала координат только в том случае, когда сеточное напряжение  $U_c \geq 0$ . При  $U_c = 0$  анодная

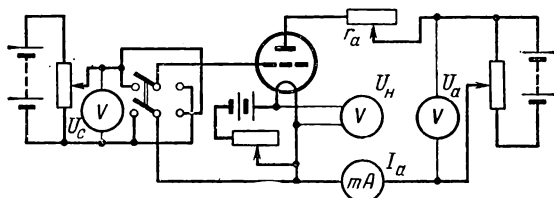


Рис. 12-16. Схема для получения характеристик триода.

характеристика триода подобна характеристике диода. С увеличением положительного сеточного напряжения кривая характеристики поворачивается вокруг начала координат влево, — уменьшается внутреннее сопротивление  $r_i$  триода. Вместе с тем становится заметным изгиб кривой вправо, — положительно заряженная сетка перехватывает часть потока электронов и возникает сеточный ток.

Если сеточное напряжение отрицательно  $U_c < 0$ , то кривая характеристики смещается вправо и начинается не от нуля координатной системы. Ее началом служит точка оси абсцисс, которой соответствуют условия полной компенсации анодным напряжением  $U_a$  тормозящего действия отрицательной сетки у катода.

Семейство анодно-сеточных характеристик показывает управляющее действие сетки при различных анодных напряжениях. Так как анодное напряжение всегда положительно, то для уменьшения анодного тока  $I_a$  до нуля необходимо отрицательное сеточное напряжение. Следовательно, все анодно-сеточные характеристики должны иметь начало слева от начала координат. Чем больше анодное напряжение, тем дальше влево смещается характеристика. Участки характеристик, лежащие вправо от оси ординат, изгибаются в сторону оси абсцисс.

При управлении работой триода посредством изменения сеточного напряжения в большинстве случаев возникновение сеточного тока нежелательно, так как этот ток нагружает цепь сигнала, действующего на сетку, уменьшая входное сопротивление триода, и вызывает искажение кривой передаваемого сигнала. Если между сеткой и катодом включать только переменное напряжение сигнала, то потенциал сетки будет то отрицательным, то положительным, а при

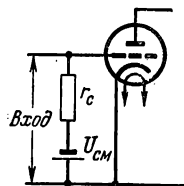


Рис. 12-17. Получение отрицательного сеточного смещения при помощи отдельного источника э. д. с.

положительном потенциале будет возникать нежелательный сеточный ток. Для того чтобы потенциал сетки при работе триода всегда оставался отрицательным, кроме напряжения сигнала на сетку подается от некоторого источника небольшое постоянное напряжение отрицательного смещения (рис. 12-17). Оно должно быть таким по величине, чтобы переменное напряжение сигнала никогда не могло поднять потенциал сетки выше некоторого отрицательного значения. Следовательно, под действием напряжения сигнала потенциал сетки колеблется вокруг значения  $U_{см}$ . Эти колебания потенциала сетки вызывают соответствующие изменения анодного тока, которые можно определить, пользуясь анодно-сеточной характеристикой триода, причем в нижнем левом квадранте координат изображаем напряжение сигнала как функцию времени  $t$  (рис. 12-18), а в правом верхнем квадранте строим кривую  $i_a = F(t)$ .

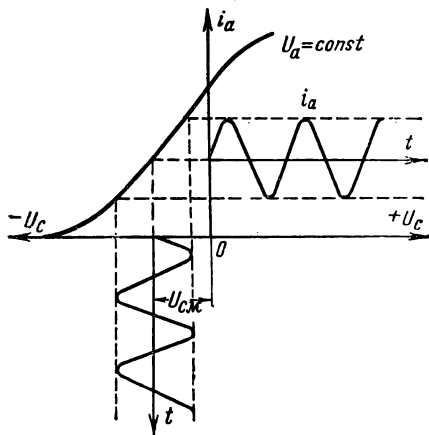


Рис. 12-18. Воздействие напряжения сигнала на анодный ток при наличии отрицательного сеточного смещения.

В ряде случаев целесообразно вместо особого источника получать необходимое напряжение смещения как падение напряжения от постоянной составляющей анодного тока. Чтобы получить такое автоматическое сеточное смещение, последовательно с катодом включается постоянное активное сопротивление  $r_k$  (рис. 12-19), которое шунтируется относительно большой емкостью  $C_k$ . Емкостная проводимость  $\omega C_k$  конденсатора должна быть достаточно велика, для того чтобы емкость практически закорачивала  $r_k$  для переменной составляющей анодного тока.

При работе триода на некоторую нагрузку  $r_a$ , включенную в анодную цепь, на основании анодных характеристик легко определяется графически начальная

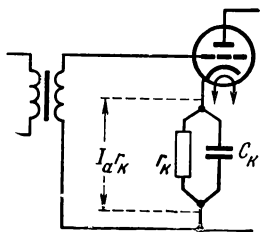


Рис. 12-19. Схема автоматического сеточного смещения.

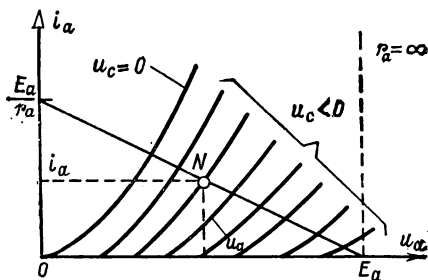


Рис. 12-20. Определение рабочей точки на основании семейства анодных характеристик триода и его нагрузочной прямой.

рабочая точка триода (рис. 12-20). Если э. д. с. анодной батареи  $E_a$ , то анодное напряжение меньше этой э. д. с. на величину напряжения на нагрузке  $r_a$ , т. е. и

$$U_a = E_a - I_a r_a$$

или

$$I_a = E_a / r_a - U_a / r_a.$$

Такое выражение по отношению к системе координат анодной характеристики изображает прямую линию, которая пересекает ось абсцисс ( $I_a = 0$ ) в точке, определяемой условием  $U_a = E_a$ , а ось ординат ( $U_a = 0$ ) — в точке  $I_a = E_a/r_a$  (рис. 12-20). Первая есть точка холостого хода, вторая — короткого замыкания лампы. Выбрав определенное сеточное напряжение, найдем рабочую точку триода, как точку пересечения нагрузочной прямой с соответствующей выбранному значению  $U_c$  анодной характеристикой.

## 12-6. ПАРАМЕТРЫ ТРИОДА

Тремя основными параметрами триода являются: коэффициент усиления  $\mu$ , внутреннее сопротивление  $r_i$  и крутизна характеристики  $S$ . Вместе с номинальными значениями электрических величин — напряжений и токов — эти параметры определяют область применения триода.

Коэффициент усиления является наиболее важным из параметров триода. Он определяется как отношение изменения анодного напряжения  $\Delta u_a$  к изменению сеточного напряжения  $\Delta u_c$  при условии, что анодный ток сохраняется неизменным. Например, увеличение по абсолютной величине отрицательного сеточного напряжения на  $\Delta u_c$  уменьшает анодный ток и, чтобы его восстановить, необходимо увеличить положительное анодное напряжение на  $\Delta u_a$ .

Изменения  $\Delta u_a$  и  $\Delta u_c$  должны быть всегда различны по знаку, поэтому коэффициент усиления

$$\mu = - \Delta u_a / \Delta u_c$$

или

$$\mu = - (\partial u_a / \partial u_c)_{i_a = \text{const}} \quad (12-6)$$

Коэффициент усиления триодов — величина в пределах 4—100.

Внутреннее сопротивление триода определяется так же, как и диода, это дифференциальное сопротивление

$$r_i = (\partial u_a / \partial i_a)_{u_c = \text{const}},$$

только дополнительным условием здесь является постоянство сеточного напряжения. В зависимости от типа триода внутреннее сопротивление имеет величину от 300 Ом до 100 кОм.

Крутизна характеристики триода определяется при постоянном анодном напряжении как отношение изменения анодного тока  $\Delta i_a$  к изменению сеточного напряжения  $\Delta u_c$ , вызвавшему это изменение:

$$S = (\partial i_a / \partial u_c)_{u_a = \text{const}} \quad (12-7)$$

Связь между тремя параметрами триода определяется на основании изменения анодного тока, вызываемого одновременным изменением анодного и сеточного напряжений:

$$di_a = \frac{\partial i_a}{\partial u_a} du_a + \frac{\partial i_a}{\partial u_c} du_c.$$

По существу это разложение функции  $F(u_a, u_c)$ , выражающей зависимость анодного тока от анодного и сеточного напряжений, в степенной ряд, в котором все члены высших порядков опущены и рассматриваются только первые два члена. Коэффициент усиления определяется при условии  $di_a = 0$  (анодный ток остается неизменным), следовательно,

$$\frac{1}{r_i} du_a + S du_c = 0,$$

а так как

$$- du_a / du_c = \mu,$$

то

$$\mu = r_i S. \quad (12-8)$$

Это так называемое **внутреннее уравнение триода**. Следует учитывать, что три параметра в действительности существенно изменяются в зависимости от режима триода. Важной технической характеристикой триода является степень постоянства его параметров.

Помимо трех основных параметров  $\mu$ ,  $S$  и  $r_i$  на работу триода при высоких частотах могут существенно влиять его межуэлектродные емкости: между сеткой и анодом  $C_{с.а.}$ , между сеткой и катодом  $C_{с.к.}$  и между анодом и катодом  $C_{а.к.}$ . На рис. 12-21 эти емкости условно показаны вне триода, присоединенными к соответствующим электродам его. Влияние этих емкостей в той или иной степени мешает работе триода при высокой частоте. Наиболее важно влияние емкости  $C_{с.а.}$  между сеткой и анодом, являющейся **проходной емкостью** триода, так как через нее переменная составляющая анодного напряжения, являющегося выходным напряжением триода, может воздействовать обратно на вход триода — на напряжение сетки, нарушая тем самым работу устройства. Наличие значительной проходной емкости (порядка нескольких пикофард) является недостатком триода, затрудняющим его применение для высоких частот.

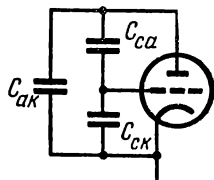


Рис. 12-21. Межуэлектродные емкости триода.

## 12-7. ТЕТРОД И ПЕНТОД

Чтобы уменьшить проходную емкость усилительной лампы, была разработана четырехэлектродная лампа — **тетрод**, основным конструктивным отличием которой от триода является наличие второй **экранирующей сетки**. Эта сетка помещена между анодом и управляющей сеткой; назначение последней остается тем же, что и в триоде. Вторая сетка именуется экранирующей сеткой, так как ее основная задача — экранирование области вблизи катода от действия поля анодного напряжения. Потенциал этой сетки поддерживается постоянным, равным 15—100% номинального значения анодного напряжения лампы (в зависимости от конструкции и назначения).

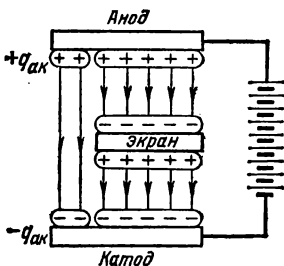


Рис. 12-22. Принцип действия экранирующей сетки.

Если между анодом и катодом ввести сплошной металлический экран, соединенный электрически с цепью анод — катод, то такой экран полностью устранил бы влияние анодного напряжения на поле у катода. Поле у катода создавалось бы только действием напряжения между экраном и катодом. В тетроде экранирующая сетка не полностью, а лишь в значительной степени закрывает катод от анода, что условно показано на рис. 12-22. Емкость между анодом и катодом, являющаяся здесь **частичной емкостью** системы, определяется отношением части заряда  $q_{а.к.}$  системы анод — катод к анодному напряжению:  $C_{а.к.} = q_{а.к.}/u_{а.к.}$ . Заряд  $q_{а.к.}$  есть часть заряда указанных электродов, которая обусловлена их общим электрическим полем. Таким образом, экранирующая сетка значительно уменьшает емкость между катодом и анодом, а также и проходную емкость лампы (примерно до 0,01—0,05 пФ). Это особенно важно для работы лампы в устройствах высокой частоты.

Вместе с тем существенно ослабляется воздействие анодного поля на электроны вблизи катода, а воздействие поля управляющей сетки остается без изменения.

Следовательно, чтобы поддерживать неизменным анодный ток при изменении  $\Delta u_c$  сеточного напряжения, в тетроде необходимо значительно большее изменение  $\Delta u_a$  анодного напряжения. Но отношение  $\Delta u_a: \Delta u_c = -\mu$ . По этим причинам коэффициент усиления тетрода оказывается в десятки и сотни раз больше, чем триода. Но ввиду ряда особенностей тетрода этот коэффициент

усиления в тетроде связан с увеличением внутреннего сопротивления, так как по сравнению с триодом в тетроде для изменения анодной силы тока на  $\Delta i_a$  необходимо значительно большее изменение анодного напряжения  $\Delta u_a$ , а следовательно, в тетроде больше  $r_i = \Delta u_a : \Delta i_a$ . Эта связь между коэффициентом усиления и внутренним сопротивлением отображается внутренним уравнением лампы, справедливым и для тетрода  $\mu = r_i S$ .

Так как экранирующая сетка заряжена положительно, то неизбежен перехват ею части электронного потока, направляющегося к аноду. Следовательно, возникает ток экранирующей сетки  $I_3$  порядка 25—30% анодного тока. Наличие этого тока часто используется для получения на экранирующей сетке положительного постоянного напряжения  $U_3$  несколько меньшего, чем анодное напряжение. С этой целью сетка  $C$  включается под анодное напряжение через добавочное сопротивление  $r_3$  (рис. 12-23). Благодаря падению напряжения в этом сопротивлении напряжение на экранирующей сетке

$$U_3 = U_a - I_3 r_3.$$

Но колебания анодного тока при работе лампы должны вызывать нежелательные колебания  $U_3$ . Чтобы устранить такие колебания, между экранирующей сеткой и катодом включается значительная емкость  $C_3$ , которая для переменной составляющей экранного тока практически замыкает накоротко экранирующую сетку и катод.

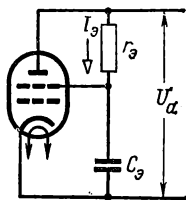


Рис. 12-23. Схема получения постоянного напряжения на экранирующей сетке.

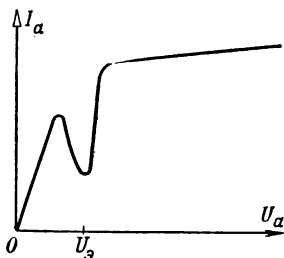


Рис. 12-24. Анодная характеристика тетрода.

подобно тому как при автоматическом смещении (рис. 12-19) конденсатор  $C_K$  замыкает накоротко для переменной составляющей зажимы сопротивления  $r_K$ , конденсатор  $C_3$  замыкает накоротко экранирующую сетку с катодом для переменной составляющей экранного тока.

Однако использование преимуществ тетрода — большого коэффициента усиления и малой проходной емкости — затруднено его существенным недостатком — наличием падающего участка у вольт-амперной характеристики (рис. 12-24).

Благодаря наличию экранирующей сетки характеристика  $I_a = F(U_a)$  должна была бы быть по всей длине весьма пологой, так как изменения анодного напряжения мало влияют на анодный ток. В действительности такой вид характеристики искажается влиянием вторичной эмиссии с анода (называемым также *динаotronным эффектом*).

При малых значениях анодного напряжения скорости электронов, ударяющихся в анод, недостаточны, чтобы вызвать вторичную эмиссию. Когда скорости достигают определенной величины, то возникает вторичная эмиссия. Так как напряжение экранирующей сетки постоянно, то пока оно выше анодного напряжения  $U_a$ , вторичные электроны, освобожденные на аноде, движутся к экранирующей сетке, так как между анодами и экранирующей сеткой, пока  $U_a < U_3$ , поле направлено от анода к этой сетке. Но движение вторичных электронов в сторону, обратную движению первичных электронов, создает эффект тока, направленного навстречу анодному току. Следствием этого является уменьшение анодного тока с повышением анодного напряжения, пока  $U_3 > U_a$ . Внутреннее сопротивление  $r_i = \Delta U_a / \Delta I_a$  в пределах этого падающего участка характеристики отрицательно.

Уменьшение анодного тока с повышением анодного напряжения прекращается, когда это напряжение становится выше напряжения экранирующей сетки. В дальнейшем повышение анодного напряжения вызывает постепенное нарастание анодного тока; так как при работе лампы анодное напряжение изменяется и может принимать значения, меньшие напряжения экранирующей



сетки, то провал анодной характеристики может совершенно нарушить нормальный режим лампового устройства. По этой причине тетроды, построенные по вышеописанной схеме, в настоящее время применяются редко. Мы их рассмотрели как естественную логическую ступень перехода от триода к более совершенным лампам.

Чтобы сохранить достоинства тетрода и устранить его недостаток — провал анодной характеристики, достаточно дополнить устройство лампы пятым электродом — третьей сеткой, поместив ее между экранирующей сеткой и анодом. Соответствующая пятиэлектронная лампа называется пентодом. Ее третья сетка, защищающая от неблагоприятных последствий — возникновения тока вторичной эмиссии, называется защитной или антидинаatronной. В простейших схемах эта сетка соединяется непосредственно с катодом (рис. 12-25). Отрицательный по отношению к аноду потенциал защитной сетки отталкивает электроны вторичной эмиссии обратно на анод и таким образом препятствует возникновению тока вторичной эмиссии.

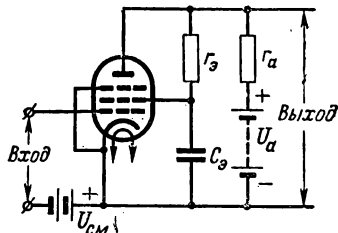


Рис. 12-25. Схема включения сеток пентода.

Вместе с тем защитная сетка осуществляет некоторое дополнительное экранирование поля вблизи катода от действия анодного напряжения, следствием чего является некоторое увеличение коэффициента усиления  $\mu$  и внутреннего сопротивления  $r_i$  пентода по сравнению с тетродом. Мы привели только основную схему соединений пентода. В зависимости от задач электронного устройства иногда применяют управление анодным током посредством третьей сетки вместо первой. В подобных случаях достаточно небольшого отрицательного потенциала на третьей сетке (примерно — 20 В), чтобы запереть пентод. Иногда пентод используется в качестве триода или диода путем соединения сеток между собой.

## 12-8. УСИЛИТЕЛИ НА ЭЛЕКТРОННЫХ ЛАМПАХ

Практическое использование электронных ламп в промышленной аппаратуре в большинстве случаев требует соединения нескольких электронных приборов по сложной схеме. На рис. 12-26 показана основная схема трехкаскадного усилителя с емкостной связью.

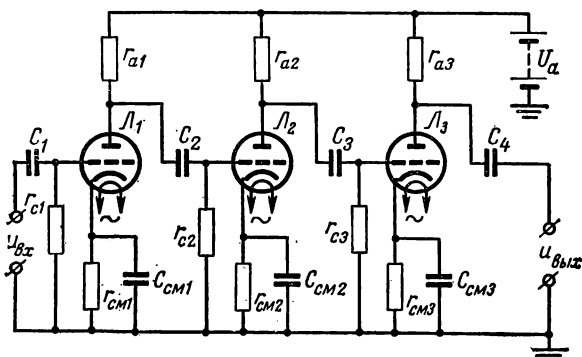


Рис. 12-26. Схема трехкаскадного усилителя с емкостной связью и с нагрузкой в анодной цепи.

Напряжение усиливаемого сигнала подается на сетку триода  $\Lambda_1$  первого каскада усиления через разделительный конденсатор  $C_1$ , емкостное сопротивление последнего при частоте сигнала должно быть достаточно мало, настолько, чтобы

практически все напряжение сигнала (переменная составляющая входного напряжения усилителя) воздействовало на сетку первого триода.

Напряжение сигнала  $u_{c1} = u_{вх}$ , действуя на сетку триода  $L_1$ , при наличии усиления  $\mu_1$  создает переменное напряжение  $\mu_1 u_{c1}$  в анодной цепи, благодаря чему возникает соответствующая переменная составляющая  $i_{a1}$  в анодном токе. Этот ток  $i_{a1}$  обуславливает пропорциональное сигналу падение напряжения  $u_{a1} = i_{a1} r_{a1}$  на сопротивлении резистора  $r_{a1}$ , представляющем собой анодную нагрузку первого триода. Напряжение  $u_{a1}$  через малое емкостное сопротивление второго разделительного конденсатора  $C_2$  воздействует на сетку триода  $L_2$  второго каскада усиления. Оно является, таким образом, входным напряжением второго каскада.

В первом приближении рабочий коэффициент усиления каскада можно определить как

$$du_{a1}/du_{c1} = di_{a1}r_{a1}/du_{c1} = K_{y1}. \quad (12-9)$$

Но анодный ток можно приближенно определить как

$$u_{a1}/(r_{i1} + r_{a1}) = \mu_1 u_{c1}/(r_{i1} + r_{a1}) = i_{a1},$$

где  $r_{i1}$  — внутреннее сопротивление триода. Подставив это выражение тока в (12-9), получим:

$$K_{y1} = \mu_1 \frac{1}{(1 + r_{i1}/r_{a1})}. \quad (12-10)$$

Мы не учли при этом влияние входной цепи второго каскада на анодный ток. Это можно сделать, рассмотрев эквивалентную схему каскада.

Во втором каскаде выходным напряжением будет напряжение  $i_{a2}r_{a2}$ , которое подается на вход третьего каскада, и т. д.

На выходе усилителя конденсатор  $C_4$  пропускает только переменную составляющую напряжения анодной цепи третьего триода, т. е. усиленное напряжение сигнала.

Для каждого из каскадов усилителя коэффициент усиления

$$K_{yn} = U_{вых n}/U_{вх n},$$

а коэффициент усиления усилителя в целом

$$K_y = U_{вых}/U_{вх},$$

но выходное напряжение каждого из каскадов является входным напряжением следующего каскада:

$$U_{вых n} = U_{вх (n+1)}.$$

Следовательно, можем преобразовать выражение коэффициента усиления трехкаскадного усилителя следующим образом:

$$K_y = \frac{U_{вых 3}}{U_{вх 1}} = \frac{U_{вых 3}}{U_{вх 3}} \frac{U_{вых 2}}{U_{вх 2}} \frac{U_{вых 1}}{U_{вх 1}} = K_{y1} K_{y2} K_{y3}.$$

Все лампы каскада работают с автоматическим смещением. Чтобы получить его, в катодную цепь каждой из ламп включены резисторы с активным сопротивлением  $r_{см}$ , шунтированным конденсатором  $C_{см}$ . Емкостное сопротивление того конденсатора для частоты сигнала настолько мало, что он для переменной составляющей анодного тока как бы замыкает накоротко резистор  $r_{см}$ , благодаря чему напряжение смещения создается только постоянной составляющей анодного тока лампы. Большие по своей величине сопротивления  $r_{c1} - r_{c3}$  нужны для того, чтобы подать на сетки отрицательное смещение. Триоды имеют общий источник анодного напряжения, отрицательный полюс которого обычно заземляется. В большинстве случаев источником этого анодного напряжения служит ламповый выпрямитель с фильтром (см., например, рис. 13-48). На схеме показаны лампы с подогревными катодами: источником тока накала для них служит трансформатор накала.

Рабочий режим лампового усилителя определяется величиной постоянного отрицательного сеточного смещения. Если, например, это смещение примерно равно напряжению запыриания лампы, то усилитель передает

только положительную полуволну гармонического сигнала (рис. 12-27, класс В). По режиму работы в зависимости от части периода, в течение которой проходит анодный ток, ламповые усилители делятся, как и полупроводниковые, на классы А, АВ, В, С. Рисунок 12-27 поясняет принцип классификации. При усилении по классу А сеточное смещение мало, анодный ток поддерживается в течение всего периода сигнала и весь сигнал передается усилителем, а при работе по

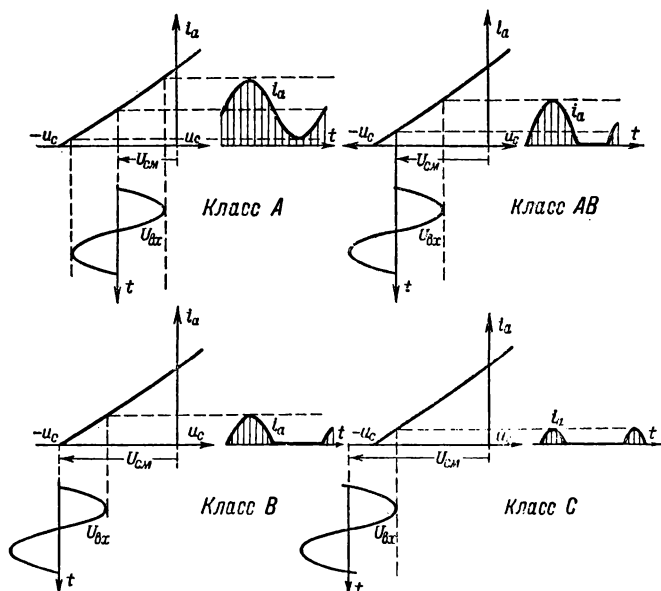


Рис. 12-27. Передача сигнала усилителями при различных классах усиления.

классу С сеточное смещение значительно превышает напряжение запирающая лампы, поэтому при отсутствии сигнала анодный ток равен нулю, а появляется этот ток только в течение части положительной волны сигнала, т. е. на время, меньшее, чем половина периода, вследствие чего передается только часть одного полупериода сигнала. Кроме того, размеры усилителя зависят от его к. п. д. Чем меньше постоянная составляющая анодного тока, тем выше к. п. д. усилителя, поэтому к. п. д. лампового усилителя по классу А не выше 25%, а по классу С может достигать 80%. Усилители напряжения в большинстве случаев работают по классу А, но для усилителей мощности применяются и другие классы.

## 12-9. ЭЛЕКТРОННОЛУЧЕВЫЕ ТРУБКИ

Характерной особенностью большой группы электронных приборов является наличие в них сфокусированного пучка потока электронов электронного луча. В электронных лампах длина пробега электронов между электродами измеряется в большинстве случаев в миллиметрах, а электронный луч имеет длину 10—20 см и более. В электронных лампах осуществляется управление интенсивностью потока электронов между электродами, а в электроннолучевых приборах, кроме управления интенсивностью электронного луча, осуществляется также управление направлением этого луча.

Основные виды электроннолучевых приборов.

1. Электроннолучевые трубки, преобразующие электрические сигналы в видимое изображение на экране. К их числу относятся трубки электронных ос-

циллографов, пндикаторные трубки радиолокаторов, телевизионные приемные трубки и т. п.

2. Телевизионные передающие трубки, преобразующие видимое изображение в электрические сигналы.

3. Электроннолучевые коммутаторы, осуществляющие практически безынерционное переключение электрических цепей.

4. Электроннооптические преобразователи, посредством которых изображение, образуемое лучами невидимой части спектра (обычно инфракрасной), преобразуется в видимое изображение.

5. Трубки электронных микроскопов.

Электроннолучевая трубка представляет собой электронный вакуумный прибор, основными частями которого в большинстве случаев являются: электронный прожектор, отклоняющие луч устройства и люминесцирующий экран (рис. 12-28), на котором под действием электронного луча возникает светящееся пятно, смещающееся по экрану под воздействием электрического или магнитного поля отклоняющего устройства.

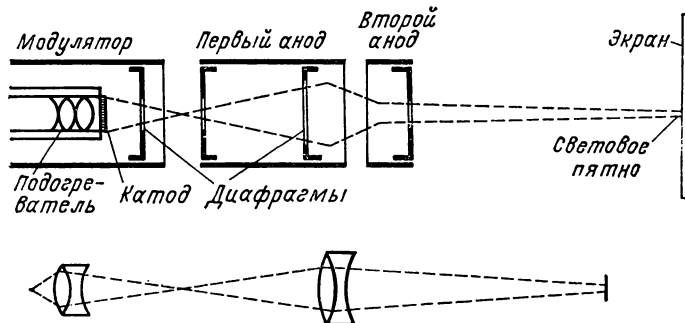


Рис. 12-28. Схема устройства электроннолучевой трубки и сопоставление электростатических линз трубки с оптическим.

Электронный прожектор служит для получения электронного луча необходимой интенсивности. Он состоит из источника свободных электронов — обычно оксидного подогревного катода, дающего удельную эмиссию порядка  $0,2—1,0 \text{ А/см}^2$ . Катод этот имеет форму стаканчика, на торцевую поверхность которого нанесен оксидный слой.

Катод помещен внутри цилиндра управляющего электрода — модулятора. В середине дна этого цилиндра сделано отверстие, которое служит диафрагмой для электронного луча. Модулятору сообщается напряжение, обычно отрицательное по отношению к катоду. Отрицательный заряд модулятора отталкивает часть электронов катодной эмиссии обратно на катод; остальные пролетают через отверстие диафрагмы, образуя относительно сжатый пучок, благодаря воздействию электрического поля модулятора. Роль модулятора в электроннолучевой трубке в общем та же, что и роль управляющей сетки в электронной лампе. Изменение потенциала модулятора дает возможность изменять интенсивность электронного луча, а при определенном, достаточно большом по абсолютной величине отрицательном потенциале модулятора луч запирается.

Электрическое поле, ускоряющее электроны луча, возбуждается напряжением, приложенным между катодом и анодами, расположенными вдоль пути луча. Придав специальную форму этим анодам, можно сфокусировать электронный луч на экране трубки. Но если нужно обеспечить весьма малые размеры пятна на экране (например, в приемных трубках телевизоров), то применяется магнитная фокусировка луча посредством воздействия специальных фокусирующих катушек, надетых на узкую часть трубки. Соответственно принято различать трубки с электростатической фокусировкой и трубки с магнитной (точнее, с электромагнитной) фокусировкой.

При электростатической фокусировке два анода (рис. 12-29) выполняются в виде полых цилиндров с диафрагмами в форме перегородок с от-

версиями. Между вторым анодом и катодом включается источник постоянного высокого напряжения. На первый анод посредством делителя подается напряжение, составляющее только 10—30% напряжения второго анода.

Электрическое (или магнитное) поле может воздействовать на поток электронов совершенно так же, как оптическая линза на световой поток, в соответствии с чем принято называть электронными и магнитными линзами электрические и магнитные поля соответствующей конфигурации. Это так называемая электронная оптика.

В электронном прожекторе две электронные линзы образуют фокусирующую систему. Роль первой линзы играет электрическое поле, создаваемое между первым анодом, модулятором и катодом. Эта электронная линза собирает луч в первый фокус между модулятором и первым анодом. Пройдя через первый фокус, траектории электронов вновь несколько расходятся. Для их фокусирования на экран трубки служит вторая электронная линза, образуемая полем между первым и вторым анодами. На рис. 12-28 две электронные линзы сопоставлены с линзами оптической системы, также дважды фокусирующей луч света. Рабочая фокусировка луча осуществляется регулированием напряжения первого анода. Такое регулирование изменяет радиусы кривизны электронных линз.

Существует большое количество различных вариантов конструкций фокусирующей электростатической системы. Например, между первым анодом и модулятором помещается ускоряющий электрод, соединенный со вторым анодом и, следовательно, находящийся под высоким напряжением.

При магнитной фокусировке применяется по существу смешанная система линз; сохраняется упомянутая первая электростатическая электронная линза, но вторая линза делается магнитной. Вторым анодом при этом осуществляется часто в виде слоя графита, нанесенного на часть цилиндрического участка трубки и на ее конусную составляющую, прилегающую к экрану.

Магнитная линза возбуждается постоянным током, пропускаемым по катушке. Последняя надевается на цилиндрическую часть баллона трубки. Благодаря большому диаметру магнитной линзы по сравнению с электростатической она обеспечивает меньшую сферическую aberrацию, а следовательно, меньшие размеры пятна на экране. Посредством изменения постоянного тока регулируется радиус кривизны магнитной линзы, а следовательно, осуществляется фокусировка луча на экране.

Для управления положением луча на экране применяются электростатические и магнитные отклоняющие устройства. Они изменяют направление луча, а следовательно, и положение светящегося пятна на экране воздействием на этот луч поперечным к его направлению электрическим или магнитным полем.

Простейшая электростатическая отклоняющая система состоит из двух пар плоских параллельных пластин (рис. 12-30), между которыми возбуждаются два взаимно перпендикулярных электрических поля. Посредством изменения напряжения на этих двух парах пластин можно сместить светящееся пятно в любую точку экрана. Смещение пятна на экране пропорционально напряжению между пластинами, но оно же обратно пропорционально анодному напряжению  $U_{a2}$ . Последняя зависимость имеет простую физическую причину: анодному напряжению пропорциональна скорость  $v$  электрона, и чем выше эта скорость, тем кратковременнее воздействие отклоняющей силы на электрон, а следовательно, и меньше отклоняющая скорость. Практически в большинстве случаев простые плоскопараллельные пластины заменяются пластинами более сложной формы — изогнутыми, с расходящимися краями и т. п. Это делается для получения больших углов отклонения луча, для уменьшения расфокусировки луча при отклонении и т. п.

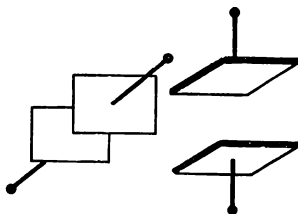


Рис. 12-29. Электростатическая отклоняющая система.

Магнитное отклонение луча осуществляется посредством магнитного поля, поперечного по отношению к оси трубки. Это поле возбуждается током, проходящим по отклоняющим катушкам, устанавливаемым снаружи цилиндрической части баллона трубки (рис. 12-30). Таким образом, оси отклоняющих катушек должны быть нормальны к оси фокусирующей катушки.

Магнитное управление требует значительно большей затраты мощности, чем электростатическое.

Отклоняющие катушки для низких частот снабжаются ферромагнитными сердечниками, для более высоких частот они изготавливаются без сердечников. Но из-за значительной индуктивности самих катушек предельной для отклоняющего тока является частота примерно 10 МГц.

Применение электроннолучевой трубки в осциллографе мы рассмотрим особо в § 13-13.

В телевизионной приемной электроннолучевой трубке под действием периодически изменяющихся отклоняющих полей луч обегает строчку за строчкой весь экран трубки (рис. 12-31), но при этом посредством воздействия

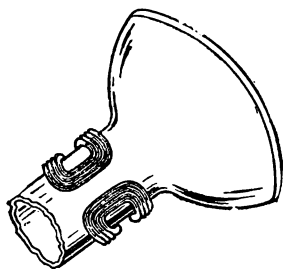


Рис. 12-30. Катушки, отклоняющие электронный луч.

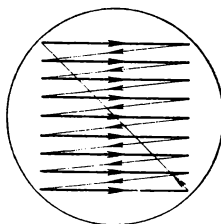


Рис. 12-31. Путь луча по экрану телевизионной трубки.

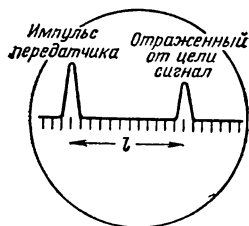


Рис. 12-32. Два импульса на экране радиолокаторной трубки.

электрического сигнала на потенциал модулятора изменяется интенсивность луча, а следовательно, и свечение пятна на экране. Благодаря этому на экране образуется видимое изображение, состоящее из светлых и темных точек.

В радиолокационных устройствах электроннолучевая трубка служит для отсчета положения на экране двух импульсов (рис. 12-32). Первый из них подается воздействием на радиоприемное устройство, соединенное с трубкой, электромагнитной волны, посылаемой радиолокационной станцией. Второй импульс, во много раз более слабый, создается воздействием на то же приемное устройство электромагнитной волны, отраженной от обнаруженного объекта (обычно металлического), например от корабля в тумане. Расстояние между этими двумя импульсами на экране трубки пропорционально расстоянию от радиолокационной установки до объекта обнаружения.

Электроннолучевая трубка, применяемая в электронном микроскопе, снабжена электронным прожектором такого же типа, как вышеописанные, но катод в нем изготавливается из вольфрама без слоя оксида, так как испарения оксида в вакууме могли бы повлиять на исследуемый объект. Узкий поток электронов, собранный линзой, пронизывает просвечиваемый объект — просвечивает его. Полученное «теневое изображение» объекта увеличивается системой электронных линз. Результирующее увеличенное изображение наблюдается на люминесцентном экране или фотографируется. Получаемое при этом полезное увеличение может достигать 100 000. Электронный микроскоп применяется для исследования тонкой структуры вещества. Отметим, что исследуемый объект находится в вакууме и представляет собой тонкий слой, доступный для электронного просвечивания.

Преимущество электронного микроскопа перед оптическим обусловливается высокой разрешающей способностью электронных линз. Последняя определяется через минимальное расстояние между точками рассматриваемого

мого объекта, которые можно различать как самостоятельные. В свою очередь это минимальное расстояние обуславливается явлением дифракции, из-за которого точка объекта наблюдается в виде колечка. Диаметр этого колечка определяется длиной волны света, освещающего объект. Длина волны видимого спектра лежит в пределах 400—800 нм \*, чему соответствует минимальное разрешающее расстояние 0,2—0,4 мкм. Длина электронных волн лежит примерно в границах  $(0,25 \div 0,5)10^{-2}$  нм, благодаря чему удается уменьшить разрешаемое расстояние примерно в 1 000 раз.

## 12-10. ОСОБЕННОСТИ ГАЗОВОГО РАЗРЯДА В ИОННЫХ ПРИБОРАХ

Разреженный газ, введенный в предварительно откачанный до высокого вакуума баллон прибора, при ионизации сильно уменьшает внутреннее сопротивление и потерю напряжения в ионном (газоразрядном) приборе, увеличивает его к. п. д. и тем самым повышает его качества как вентиля.

Давление газа (или паров ртути) в баллоне ионного прибора должно быть мало, в большинстве ионных приборов порядка долей миллиметров ртутного столба. Это необходимо для того, чтобы средний свободный (т. е. без столкновений) пробег электронов в таком разреженном газе был велик. При таком пробеге даже при невысоких напряженностях поля электроны приобретают энергию, достаточную для неупругого взаимодействия <sup>1</sup> с атомами или молекулами газа или пара. При подобном взаимодействии происходит возбуждение и ионизация атомов газа или паров, т. е. создаются дополнительные носители тока — свободные электроны и положительные ионы.

Скорость движения легких электронов во много раз больше скорости движения относительно тяжелых положительных ионов, поэтому и в ионных приборах основными носителями тока остаются свободные электроны. Доля тока, образуемого движением положительных ионов, составляет примерно менее одной десятой силы тока через газовой разрядный промежуток. Полезная роль положительных ионов заключается в том, что они своими зарядами нейтрализуют объемный отрицательный заряд электронов. В разрядном промежутке образуется плазма — среда, для которой характерна высокая концентрация одинакового числа зарядов обоих знаков (примерно  $10^9$ — $10^{12}$  пар зарядов в 1 см<sup>3</sup>). Проводимость газовой плазмы близка к проводимости металлов, благодаря чему через газовой промежуток ионного прибора могут проходить большие токи при малом падении напряжения. Основная потеря напряжения в ионных приборах приходится на область вблизи катода и обуславливается работой первичной ионизации.

Ионный характер проводимости делает процесс прохождения тока через прибор инерционным, что существенно отличает ионные приборы от электронных. После исчезновения анодного напряжения в течение времени деионизации часть ионов и электронов в баллоне рекомбинирует, т. е. соединяется в нейтральные атомы газа у стенок баллона. Но если прибор служит вентилем, то под действием электрического поля, создаваемого обратным напряжением, эта часть носителей тока уходит к электродам и образует таким образом небольшой ток в непроводящем направлении прибора. Тем самым снижается пробивное обратное напряжение ионного прибора по сравнению с электронным прибором. Явления задержки деионизации делают ионные приборы непригодными для работы в цепях токов высокой частоты.

Электрический разряд в газах может быть несамостоятельным и самостоятельным.

Для возникновения и поддержания **несамостоятельного разряда** необходим вспомогательный источник энергии, создающий носителей зарядов в газовой среде, — так называемый ионизатор. Им может служить термоэмиссия нагреваемого катода, действие лучистой энергии и т. п.

**Самостоятельный разряд** для возникновения и поддержания требует только наличия поля в газовом разрядном промежутке. В ионных при-

\* 1 нанометр =  $1 \cdot 10^{-9}$  м =  $1 \cdot 10^{-3}$  мкм (или 10 ангстремам).

<sup>1</sup> При упругом взаимодействии ионизация или возбуждение не имеет места.

борах используется газовый разряд двух видов: дуговой и тлеющий. Несамостоятельный дуговой разряд имеет место в газотроне и тиратроне, самостоятельный дуговой разряд — в ртутном вентиле, самостоятельный тлеющий разряд — в ламповом стабилизаторе (приборе, аналогичном кремниевому стабилизатору).

## 12-11. ТИРАТРОН

Выходная мощность ионного прибора при равных габаритах в несколько раз больше, чем электронного. По этим причинам практическое применение находят управляемые ионные приборы, которые дают возможность осуществлять при малых габаритах установки непосредственное управление различного рода исполнительными механизмами. Едва ли не простейшим из приборов является

тиратрон<sup>1</sup>. Он служит для тех же целей, что и полупроводниковый прибор — тиристор.

По устройству тиратрона является триодом, баллон которого заполнен сильно разреженным инертным газом или парами ртути. В основном своем варианте тиратрон — прибор с накаливаемым катодом и несамостоятельным дуговым разрядом. Этот разряд возникает при определенном значении анодного напряжения — при напряжении зажигания. Напряжением зажигания тиратрона можно регулировать изменением потенциала сетки (т. е. напряжения между сеткой и катодом). Эта сетка выполняется, например, в виде цилиндра с продольной щелью, через которую проходит от анода к катоду дуга разряда. Отрицательный потенциал сетки вызывает повышение напряжения зажигания, а положительный — понижение этого напряжения (рис. 12-33). Пока тиратрон не зажжется, в нем происходит лишь относительно малый ток, создаваемый теми электронами термоэмиссии катода, которые преодолевают противодействие объемного

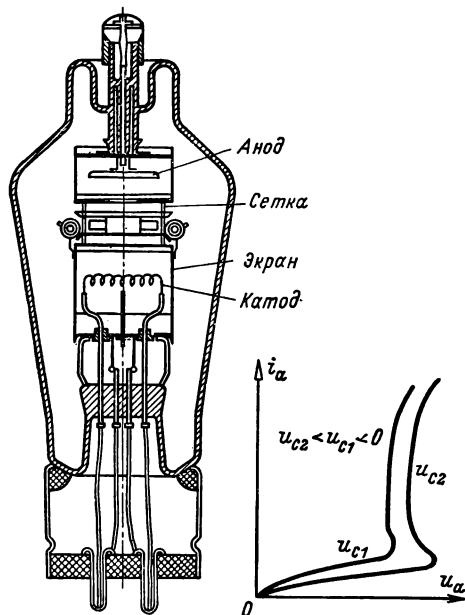


Рис. 12-33. Устройство и вольт-амперная характеристика тиратрона.

заряда. Но характер процесса резко изменяется, когда происходит зажигание тиратрона, т. е. начинается ионизация газа. При этом анодный ток очень быстро (за  $10^{-8}$  с) достигает значения, соответствующего дуговому разряду (рис. 12-33); увеличиваясь во много раз, положительные ионы полностью компенсируют отрицательный объемный заряд, и большая часть разрядного пространства между анодом и катодом заполняется газовой плазмой. Как только в приборе устанавливается дуговой разряд, напряжение сетки перестает влиять на силу анодного тока, так как положительные ионы газа обволакивают сетку и компенсируют ее отрицательный заряд, благодаря чему электроны могут беспрепятственно проходить сквозь сетку. Таким образом, сетка может держать тиратрон закрытым или отпирать его, но не может регулировать анодный ток. Но от потенциала сетки зависит напряжение зажигания тиратрона. При переменном анодном напряжении зажигание повторяется каждый период. Оно происходит тем позже, чем больше по величине отрицательное сеточное напряжение. Таким образом,

<sup>1</sup> От греческого слова «тира» — дверь.



от величины сеточного напряжения зависит, в течение какой части полупериода тиратрон пропускает ток. Следовательно, изменяя сеточное напряжение, можно регулировать длительность горения тиратрона, а следовательно, среднее значение выпрямленного тока. Часто удобнее подать на сетку переменное напряжение той же частоты, что и анодное, а регулировать выпрямленный ток путем изменения сдвига фаз между сеточным и анодным напряжениями.

Для такого регулирования сдвига фаз применяется фазовращающая схема (рис. 12-34). В соответствующей ей мостобразной цепи угол между векторами напряжений на емкости  $\dot{U}_C$  и на резисторе  $\dot{U}_r$  всегда равен  $90^\circ$ , а сумма  $\dot{U}_C + \dot{U}_r = \dot{U} = \text{const}$ , следовательно, вершина прямого угла треугольника частных напряжений будет лежать на полуокружности, построенной на векторе  $\dot{U}$  как на диаметре. В таких условиях вектор напряжения  $\dot{U}_{ab}$ , действующего между серединой  $a$  делителя напряжения  $r + r$  и точкой  $b$  (узел между емкостью  $C$  и регулируемым резистором), будет изображаться радиусом упомянутой полуокружности. Напряжение  $U_{ab}$  используется в качестве сеточного напряжения тиратрона. При изменении сопротивления изменяется в пределах  $180^\circ$  только фаза, но не величина напряжения  $U_{ab}$ .

Время деионизации у тиратрона с накаливаемым катодом — величина порядка  $10^{-4}$  с и соответственно предельная частота переменного тока, при которой он может работать, 15—20 кГц.

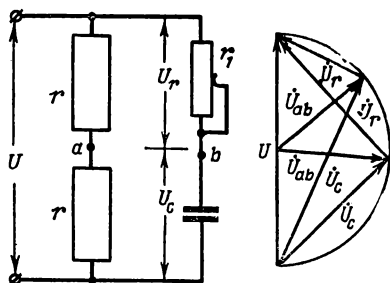


Рис. 12-34. Фазовращающая схема и ее векторная диаграмма.

## 12-12. ОДНОФАЗНЫЙ РТУТНЫЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ

Ртутный вентиль является ионным прибором с жидким ртутным катодом. В нем самостоятельный дуговой разряд происходит в баллоне, заполненном парами ртути. Ртутный вентиль служит основной частью ртутного выпрямителя, к. п. д. последнего при значительной мощности весьма высок, поэтому он применяется для выпрямления значительных мощностей.

В ртутных вентилях для получения носителей заряда используется электростатическая (автоэлектронная) эмиссия — вырывание свободных электронов из поверхности ртути катода действием электрического поля высокой напряженности. Эти электроны ускоряются анодным полем и ионизируют пары ртути, благодаря чему между катодом и анодом возникает светящийся столб мощного дугового разряда. Такая дуга является быстродействующим переключающим устройством, при помощи которого осуществляется выпрямление переменного тока. Применение жидкой ртути в качестве катода дает ртутному вентилю два преимущества: неограниченную эмиссию и неограниченную долговечность катода.

Однофазный двуханодный стеклянный ртутный выпрямитель (рис. 12-35) является простым аппаратом, на котором легко проследить важнейшие особенности рабочего процесса ртутного выпрямителя. Основные части последнего: ртутный вентиль в стеклянном баллоне  $B$  и трансформатор  $T$ . В стеклянных рукавах баллона помещены два главных анода  $A_1$  и  $A_2$ , железные или графитовые. Они соединяются с зажимами двух концов вторичной обмотки трансформатора  $T$ . В стекло нижней части баллона впаян молибденовый стержень с укрепленным на нем внутри баллона молибденовым диском или графитовым цилиндром. Последний погружен в ртуть, которой наполнена нижняя часть баллона. Через этот стержень ртутный катод соединяется с внешней цепью. По отношению к последней катод вентили является положительным полюсом. Отрицательным полюсом является средняя точка вторичной обмотки трансформатора. Этот трансформатор играет роль делителя напряжения, посредством которого на аноды  $A_1$  и  $A_2$  подаются два переменных напряжения, противоположных по фазе.

Основанием дуги разряда служит ярко светящееся к а т о д н о е п я т н о на поверхности ртути. Оно является источником свободных электронов, ионизирующих пары ртути. Так как температура пятна 200—500 °С, то в вакууме на поверхности пятна происходит сильное испарение ртути, т. е. пятно служит

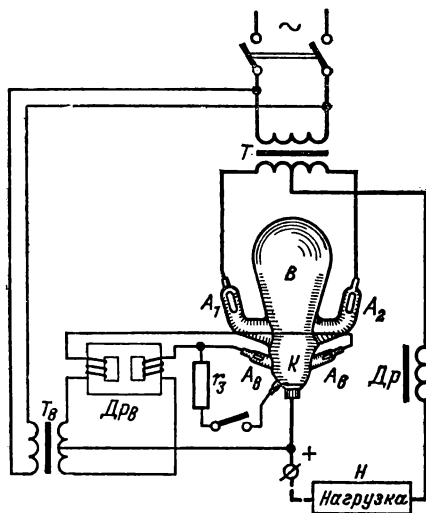


Рис. 12-35. Двуханодный стеклянный ртутный выпрямитель.

источником ртутных паров в баллоне. Поток свободных электронов направляется к тому из анодов, который в данный момент имеет положительный потенциал по отношению к катоду, — например к аноду  $A_1$  (рис. 12-36). Но потенциал анодов изменяется вместе с изменением переменного напряжения, даваемого трансформатором. Когда потенциал анода  $A_1$  становится отрицательным, то в это время положительное значение принимает потенциал анода  $A_2$  и к нему перебрасывается дуга разряда. Таким образом, дуга является практически безынерционным переключательным устройством, соединяющим катод и цепь нагрузки с тем из анодов, который в данный момент имеет положительный потенциал. Вследствие этих переключений источником тока служит попеременно то одна, то вторая половина вторичной обмотки трансформатора, но направление тока в нагрузке при этом сохраняется неизменным. Однако этот выпрямленный ток сильно

пульсирует, следовательно, в нем содержатся значительные нежелательные переменные составляющие (см. гл. 7). Для подавления их в цепь выпрямленного тока включается индуктивность — дроссель  $Др$ .

Разряд в парах ртути является самостоятельным, так как при самом разряде необходимые для его существования свободные электроны освобождаются непрерывно на катоде, а ионы образуются вследствие столкновения электронов с молекулами паров ртути. Эти ионизированные пары, образующие светящийся разрядный столб дуги, находятся в состоянии плазмы, т. е. в единице объема столба содержится примерно одинаковое количество положительных ионов и электронов, благодаря чему падение напряжения в столбе мало. Но в непосредственной близости к катоду положительные ионы нейтрализуются и плазма отсутствует, поэтому падение напряжения в узком промежутке у катода велико и здесь образуется электрическое поле столь высокой напряженности (100—1 000 кВ/см), что оно вырывает свободные электроны на поверхности ртути, в чем и заключается э л е к т р о с т а т и ч е с к а я э м и с с и я.

При увеличении тока нагрузки возрастает электронная эмиссия и усиливается ионизация паров ртути, а вследствие этого возрастает сечение разряд-

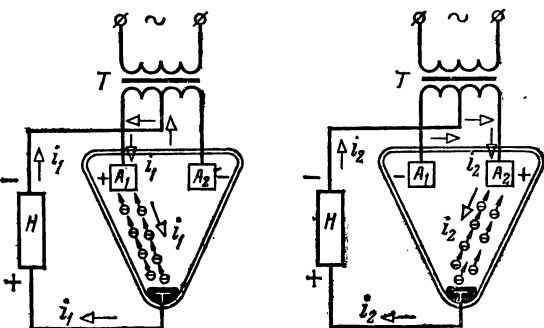


Рис. 12-36. Разрядная дуга как коммутационное устройство.

ного столба и уменьшается его сопротивление, а падение напряжения в вентиле мало изменяется. Однако при первоначальном пуске дуговой разряд самостоятельно не возникает. Необходимым условием его существования является наличие катодного пятна. В ртутных выпрямителях с дугой возбуждения (называемых также *экстронами*) катодное пятно при пуске выпрямителя создается при помощи анода зажигания  $A_3$  (рис. 12-35).

В стеклянных выпрямителях этот анод устанавливается внутри колбы на пружине и снабжается стальным якорем (рис. 12-37). На этот якорь может воздействовать поле пускового электромагнита, укрепляемого вне баллона под рукавом анода зажигания. При замыкании пусковой цепи (кнопка  $K_n$ ) электромагнит сквозь стекло притягивает якорь анода зажигания и конец этого анода опускается в ртуть катода. Благодаря этому половина вторичной обмотки трансформатора  $T_B$  (рис. 12-35) оказывается замкнутой через анод зажигания и ртуть катода на половину обмотки дросселя  $D_{рв}$ . В этой цепи зажигания проходит небольшой ток. Затем кнопку  $K_n$  следует разомкнуть, вследствие чего электромагнит отпустит якорь и пружина поднимет анод зажигания из ртути. При размыкании цепи зажигания между анодом зажигания и ртутью возникает небольшая электрическая дуга с маленьким катодным пятном на поверхности ртути. Электроны, эмиттируемые при этом, движутся к тому из главных анодов (или анодов возбуждения  $A_B$ ), который имеет в данный момент положительный потенциал; попутно они ионизируют пары ртути. Этого достаточно для возникновения главной дуги.

При уменьшении нагрузки, включаемой в цепь выпрямленного тока, сужается разрядный столб дуги и уменьшается катодное пятно. Как показывает опыт, при токе, меньшем 3—5 А, катодное пятно гаснет и дуга обрывается. Чтобы предупредить погасание дуги при малых нагрузках, большинство ртутных выпрямителей снабжается анодами возбуждения: одним анодом, если цепь возбуждения питается от источника постоянного тока, или двумя анодами, если она питается переменным током. Во втором случае по устройству и принципу действия эти аноды подобны главным анодам, но установлены они значительно ближе к поверхности ртути. Аноды возбуждения через обмотки реактивной катушки  $D_{рв}$  соединены с зажимами вторичной обмотки небольшого трансформатора возбуждения  $T_B$ . Середина этой обмотки соединена с катодом вентили. Таким образом, в цепи возбуждения осуществляется такое же двухполупериодное выпрямление, как и в цепи главных анодов, — дуга возбуждения образует небольшое катодное пятно. Но цепь возбуждения всегда замкнута, а следовательно, ее катодное пятно не зависит от нагрузки и служит для поддержания главной дуги при любых условиях нагрузки, в частности для зажигания этой дуги при включении нагрузки.

Ионизация и деионизация паров ртути — процесс инерционный. При непрерывном горении дуги разряда в баллоне ртутного выпрямителя в большом количестве имеются положительные ионы. В зависимости от условий электрического поля в баллоне и положения в нем этих ионов часть из них перемещается не к катоду, а к неработающему аноду, имеющему в данный момент отрицательный потенциал. Движение этих ионов создает в цепи неработающего анода некоторый ток, называемый *обратным током*, так как его направление противоположно направлению рабочего тока анода. Нормально этот ток мал. Сила его зависит от конструкции вентили и от обратного напряжения, его создающего. Если это напряжение слишком велико, то возможно зажигание дуги непосредственно между анодами. Такое обратное зажигание создает аварийные условия в вентиле, так как вторичная обмотка трансформатора оказывается замкнутой непосредственно на вентиль, минуя нагрузку.

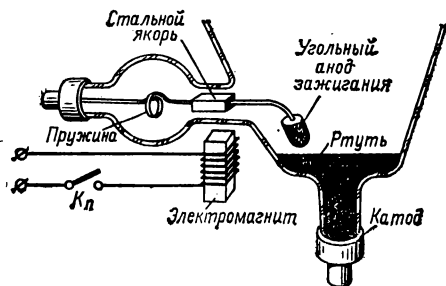


Рис. 12-37. Схема устройства анода зажигания ртутного выпрямителя.

Для предупреждения возникновения обратного зажигания предусматривается ряд конструктивных мер, — в частности, стеклянный баллон снабжается относительно длинными и узкими анодными рукавами для того, чтобы удлинить путь положительных ионов к анодам.

## 12-13. МНОГОФАЗНЫЕ РТУТНЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ

Выпрямление трехфазного тока осуществляется посредством многоанодных ртутных выпрямителей или группы одноанодных выпрямителей.

В частности, при выпрямлении трехфазного тока посредством треханодного ртутного вентиля аноды этого вентиля соединяются с зажимами вторичной обмотки трехфазного трансформатора (рис. 12-38). Фазные обмотки последнего образуют звезду с выведенной нулевой точкой. Последняя служит отрицательным полюсом выпрямителя в целом. Положительным полюсом выпрямителя является ртутный катод вентиля. Дуга в баллоне такого трехфазного вентиля вращается, опираясь на ртутный катод, делает полный оборот за один период переменного тока. Она соединяет с катодом всегда тот из анодов, который в данный момент имеет наибольший положительный потенциал.

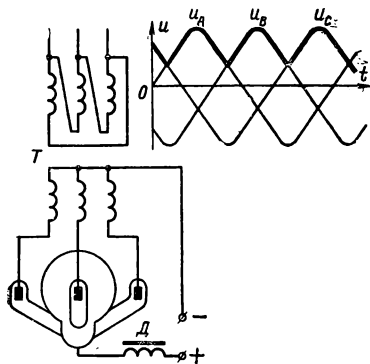


Рис. 12-38. Схема соединений треханодного вентиля с трехфазным трансформатором и кривая выпрямленного напряжения.

При трехфазном выпрямлении существенно уменьшаются пульсации выпрямленного напряжения (§ 7-5), благодаря чему становятся более благоприятными условия горения разрядной дуги, т. е. менее вероятна возможность ее гашения. При выпрямлении больших мощностей часто оказывается недостаточным сглаживание пульсаций на стороне выпрямленного тока, которое

обеспечивается при трехфазном выпрямлении. Кроме того, при трехфазном выпрямлении в первичной обмотке трансформатора индуктируются значительные высшие гармонические составляющие, весьма нежелательные в сети трехфазного тока. Эти нежелательные побочные явления в большой мере подавляются при

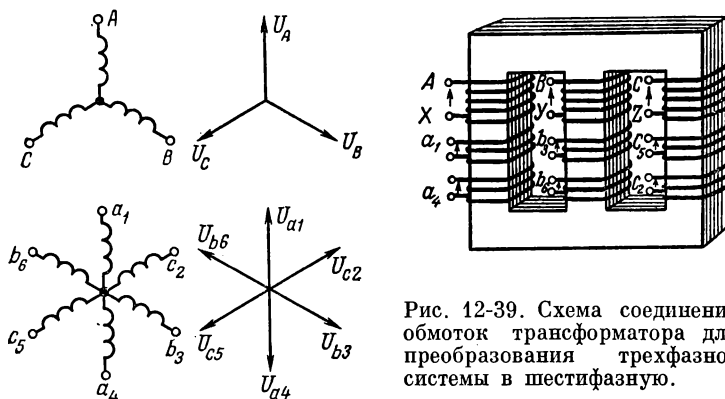


Рис. 12-39. Схема соединений обмоток трансформатора для преобразования трехфазной системы в шестифазную.

питании ртутного выпрямителя шестифазным током. Такой ток может быть получен от специального трансформатора, преобразующего трехфазную систему в шестифазную. Для этой цели трансформатор снабжается тремя первичными фазными обмотками и шестью вторичными фазными обмотками (рис. 12-39). Чтобы по-

лучить шестифазную систему напряжений на вторичной стороне трансформатора, можно объединить все вторичные обмотки общей нулевой точкой (шестилучевая звезда), но при этом на каждом из стержней две вторичные обмотки должны быть соединены встречно, т. е. по отношению к нулевой точке их э. д. с. должны быть противоположны по фазе. Практически при использовании того же принципа преобразования системы ввиду некоторых специфических недостатков шестилучевой звезды, показанной на рис. 12-39, вместо нее применяются более сложные схемы, например двойная звезда с уравнильным реактором, включенным между нулевыми точками.

При выпрямлении даже средних мощностей выделяются значительные количества тепла, что может вызывать резкие колебания температуры сосуда вентили. В этих условиях существенным недостатком являются хрупкость и непрочность стеклянного сосуда. По этим причинам для выпрямления средних и больших мощностей применяются металлические ртутные вентили, у которых вакуумный сосуд изготавливается из металла, обычно из стали.

В металлических выпрямителях аноды и прочие токовесущие части необходимо изолировать от металлических стенок вакуумного сосуда. Стыки изоляторов и металла в местах вводов тока в вакуумный сосуд являются теми слабыми местами, через которые в сосуд может просачиваться воздух, несмотря на тщательное устройство газонепроницаемых прокладок. По этой причине многоанодные металлические выпрямители в большинстве случаев снабжаются насосной установкой для поддержания вакуума в сосуде. Такая установка состоит из двух насосов и бака предварительного разрежения. Ртутный насос, обеспечивающий высокий вакуум в сосуде, откачивает газ из сосуда в бак предварительного разрежения. Этот насос работает непрерывно. Разрежение в баке поддерживается масляным насосом; последний пускается в ход периодически несколько раз в сутки (по 20 мин). Систему из двух насосов для получения глубокого вакуума приходится применять из-за того, что ртутный насос не может работать против атмосферного давления, а масляный насос не может создать высокий вакуум. Благодаря прогрессу в изготовлении герметических прокладок в настоящее время почти все одноанодные вентили изготавливаются отпаянными, т. е. не требующими постоянной откачки.

На рис. 12-40 показаны основные части шестиянодного вентиль РМ-500 (ртутный, металлический на силу тока 500 А). Корпус его вакуумного сосуда стальной. По периметру крышки этого сосуда в патрубках размещены шесть главных анодов. На рис. 12-40 из них видны только три, причем один анод показан в разрезе. Головка анода выполнена в виде графитового цилиндра, в который ввернут токоотводящий стержень. От проникновения ионов из главной

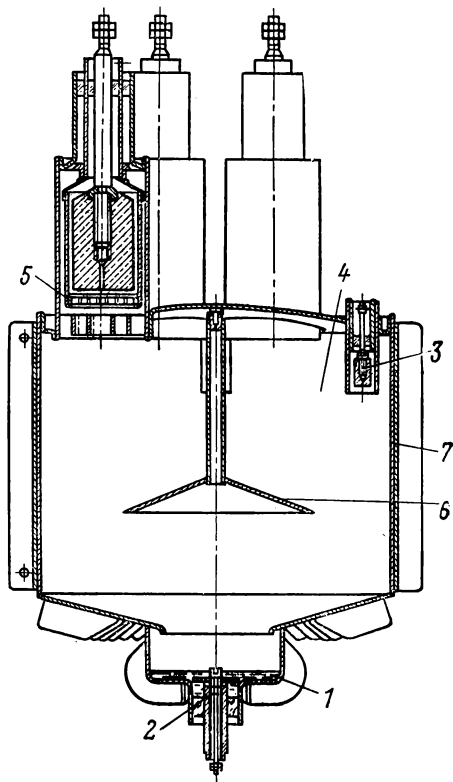


Рис. 12-40. Шестиянодный ртутный вентиль.

1 — катод; 2 — зажигатель; 3 — анод возбуждения; 4 — вакуумный сосуд; 5 — сетка; 6 — экран; 7 — стальной корпус.

дуги анод защищают экраны. Ту же роль выполняет деионизационная решетка, помещенная в месте соединения патрубка анода с главным вакуумным сосудом.

Для предупреждения возможности обратного зажигания в середине вакуумного сосуда подвешен отражательный экран, защищающий аноды от струй паров ртути.

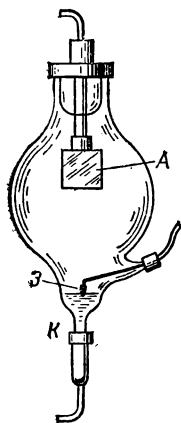
Катод вентиля расположен в металлической чаше — доннице, куда налита ртуть. На крышке вакуумного сосуда размещены также и аноды возбуждения. Роль анода зажигания выполняет специальный щелевой зажигатель, вделанный в дно катодной чаши. Пуск осуществляется посредством включения пускового тока от специального источника. Толчок тока вызывает в щелевом зажигателе образование ртутного мостика, замыкающего цепь тока зажигания.

Искра, образующаяся при разрыве этого мостика, зажигает дугу анодов возбуждения, а от последней может зажегаться и главная дуга.

Вентиль может быть снабжен управляющими сетками, экранирующими главные аноды. Принцип действия этих сеток тот же, что и управляющей сетки в тиратроне (см. § 12-11), — изменением фазы сеточного напряжения можно регулировать момент зажигания дуги анода, а следовательно, и среднее значение выпрямленного напряжения. Для регулирования фазы сеточного напряжения у мощных выпрямителей применяются фазорегуляторы (см. § 14-19). При выпрямлении больших мощностей часто целесообразнее применение для многофазного выпрямления группы одноанодных ртутных вентилях. В них меньше опасность обратного зажигания, что позволяет сократить расстояние между анодом и катодом, а благодаря этому существенно уменьшить габариты вентиля и падение в нем напряжения.

Но в одноанодном вентиле главная дуга периодически гаснет и должна зажигаться вновь каждый период переменного тока. Для такого периодического зажигания можно использовать постоянно горящую дугу анодов возбуждения. Соответствующие одноанодные вентили (как и многоанодные) носят название **э к с п т р о н о в<sup>1</sup>**.

Рис. 12-41. Устройство стеклянного игнитрона.



В других одноанодных вентилях, называемых и г н и т р о н а м и<sup>2</sup>, каждый период переменного тока зажигаются вновь вспомогательная и главная дуги (рис. 12-41). Для зажигания вспомогательной дуги служит погруженный в ртуть зажигатель З (игнитро). Это стержень из полупроводникового материала (например, карбида кремния с добавкой кремнезема). Такой стержень не смачивается ртутью, благодаря чему вдоль поверхности его соприкосновения с ртутью создается электрическое поле с очень высокой напряженностью. Под действием этого поля возникает искра, развивающаяся в дугу, а на поверхности ртути вокруг зажигателя образуется светящееся пятно. Этого достаточно для зажигания между анодом А и катодом К главной дуги вентиля. Цепь зажигателя питается переменным током от того же источника, что и главная цепь игнитрона.

Для всех видов ртутных выпрямителей применяются естественное воздушное охлаждение, принудительное воздушное охлаждение (обдув вентиляторами) или (для больших мощностей) водяное охлаждение. В последнем случае вакуумный сосуд окружается кожухом из листовой стали и в промежутке между этим кожухом и вакуумным сосудом пропускается охлаждающая вода.

В последнее время все чаще вместо ртутных выпрямителей применяются полупроводниковые неуправляемые и управляемые вентили (тиристоры).

## 12-14. ВАКУУМНЫЕ ФОТОЭЛЕМЕНТЫ

К группе электронных и полных приборов принадлежат также фотоэлементы с внешним фотоэффектом. По своему устройству и технике применения они являются наиболее сложными, так как должны работать совместно с усилите-

<sup>1</sup> От латинского слова *excitare* — возбуждать.

<sup>2</sup> От латинского слова *ignis* — огонь.

лями, тем не менее область применения их значительно шире, чем всех остальных фотоэлементов. Фотоэлементы с внешним фотоэффектом подразделяются на вакуумные и газонаполненные, принцип действия их в основном один и тот же, но характеристики существенно различаются.

Внешний фотоэффект заключается в том, что падающий на фотокатод прибора световой поток сообщает электронам фотокатода такую энергию, что они выходят во внешнюю среду — в вакуум или сильно разреженный газ. Эти электроны служат носителями тока, проходящего через фотоэлемент, когда он освещен. Электроды такого фотоэлемента — анод и катод — помещены в стеклянный баллон, тщательно откачанный или наполненный после откачки сильно разреженным (давление порядка сотых долей миллиметра ртутного столба) инертным газом. Фотокатодом (рис. 12-42) служит слой щелочноземельного металла, нанесенный на серебряную подложку (слой серебра). Последняя осаждена непосредственно на внутренней стороне стекла баллона и соединена с соответствующим выводом баллона. Покрытая серебром большая часть баллона образует с внешней стороны характерную зеркальную поверхность. В последней оставлено оконце для светового потока, направленного внутрь баллона на активную поверхность фотокатода. Анод выполняется часто в виде проволочного кольца, помещенного в колбе перед катодом (рис. 12-42). Как и во всех электронных приборах, потенциальный барьер, возникающий на границе металлов и вакуума, препятствует выходу электронов из фотокатода (§ 12-3). Но при воздействии лучистой энергии светового потока электрон, поглощая один фотон, приобретает энергию большую, чем работа выхода щелочноземельного слоя фотокатода. Вследствие этого электрон выбрасывается в вакуум. Для ряда практических целей весьма важно то, что число электронов, выходящих в вакуум, строго пропорционально числу падающих на активный слой фотонов и, следовательно, фотоэлектронная эмиссия пропорциональна световому потоку, освещающему фотокатод (закон Столетова). Чтобы создать ток через фотоэлемент, необходимо воздействовать на освобожденные светом электроны электрическим полем. Для этой цели, так же как в ламповом диоде, необходим источник постоянного анодного напряжения.

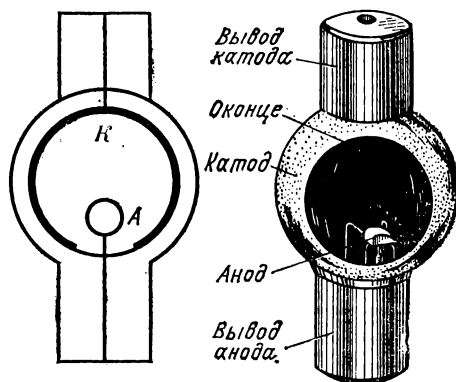


Рис. 12-42. Схема устройства и внешний вид вакуумного фотоэлемента.

Вольт-амперная характеристика  $I = F(U_a)$  вакуумного фотоэлемента (рис. 12-43, а) напоминает вольт-амперную характеристику лампового диода (рис. 12-9). Сначала при малых значениях анодного напряжения фототок растет вместе с увеличением напряжения, но когда при данной освещенности фотокатода все эмиттируемые им электроны достигают анода, то устанавливается ток насыщения и дальнейшее повышение напряжения практически не изменяет ток фотоэлемента. Ток этот зависит лишь от величины фотоэмиссии, а следовательно, только от освещенности фотоэлемента. Это — ценное качество вакуумного фотоэлемента с внешним фотоэффектом.

Зависимость фототока от освещенности — световая характеристика вакуумного фотоэлемента линейна (рис. 12-43, б), что является следствием закона Столетова. Некоторое нарушение этой линейности возможно при значительных фототоках из-за возникновения объемного заряда у катода (§ 12-5). Кроме того, при продолжительном освещении имеет место «утомление» фотоэлемента — уменьшение фотоэмиссии вследствие истощения запаса свободных электронов в поверхностных слоях фотокатода и медленного поступления их из глубже лежащих слоев из-за большого электрического сопротивления полупроводника, служащего активным слоем.

Чувствительность (динамическая) вакуумного фотоэлемента с внешним фотоэффектом определяется отношением изменения его фототока (в микроамперах) к изменению светового потока (в люменах):  $S_i = dI/dF$ ; она относительно мала (20—80 мкА/лм).

Увеличение чувствительности фотоэлементов с внешним фотоэффектом может быть получено путем газового усиления — после откачки в баллон вводится сильно разреженный инертный газ. При работе такого газонаполненного фотоэлемента электроны, эмиттируемые фотокатодом под действием света, ионизи-

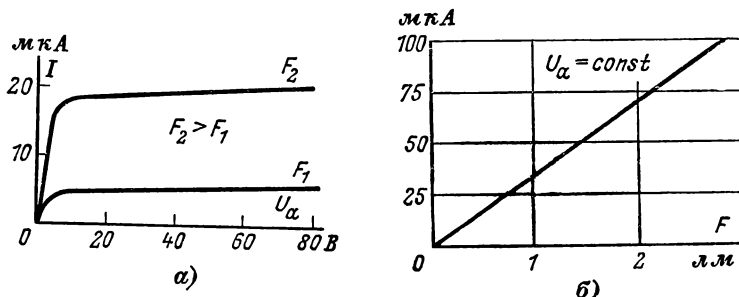


Рис. 12-43. Вольт-амперная (а) и световая (б) характеристики вакуумного фотоэлемента с внешним фотоэффектом.

руют газ, благодаря чему усиливается поток электронов от катода к аноду и возникает поток положительных ионов в обратном направлении. Газовое наполнение увеличивает чувствительность фотоэлемента примерно в 5 раз, она достигает 100—400 мкА/лм. Однако из-за газового наполнения световая характеристика фотоэлемента теряет линейность (рис. 12-44, б). Фототок газонаполненного фотоэлемента изменяется с изменением напряжения (рис. 12-44, а), а при определении напряжения зажигания, как во всяком ионном приборе, в газонаполненном фотоэлементе возникает дуговой разряд, разрушаю-

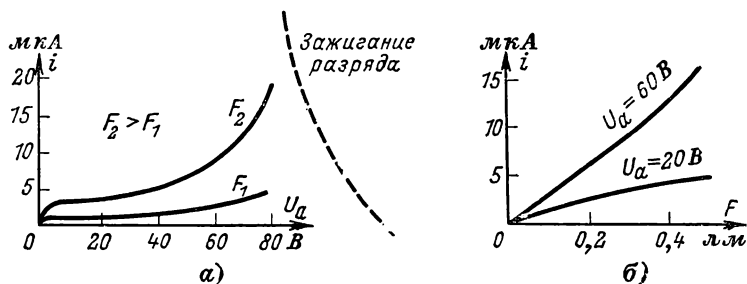


Рис. 12-44. Вольт-амперная (а) и световая (б) характеристики газонаполненного фотоэлемента.

щий фотокатод. По этой причине следует выбирать рабочее напряжение фотоэлемента существенно ниже напряжения зажигания. Следует учитывать также, что напряжение зажигания уменьшается с увеличением освещенности фотоэлемента. К недостаткам газового наполнения следует отнести и то, что он создает некоторую инерционность в работе фотоэлемента, в то время как вакуумный фотоэлемент практически безынерционен.

Даже при наличии газового наполнения фототок фотоэлемента с внешним фотоэффектом в большинстве случаев недостаточен для приведения в действие исполнительных механизмов, вследствие чего эти фотоэлементы приходится



соединять с ламповыми (рис. 12-45) или полупроводниковыми усилителями. Пока фотозлемент не освещен, триод заперт, так как на его сетку подан отрицательный потенциал от батареи смещения  $E_c$ . При освещении фотозлемента через него сетка соединяется с плюсом анодной батареи, вследствие чего триод отпирается и его анодный ток вызывает срабатывание исполнительного механизма  $ИМ$ .

К фотозлементам с внешним фотоэффектом принадлежат и фотозлектронные умножители. В них усиление фототока осуществляется

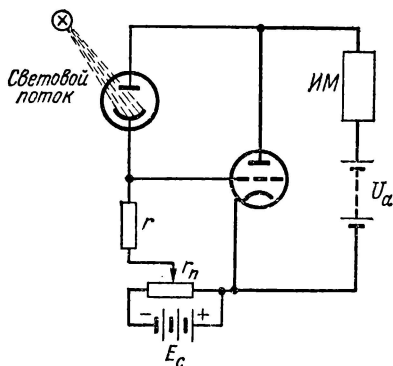


Рис. 12-45. Простейшее фотореле.

внутри баллона прибора путем использования вторичной электронной эмиссии. Поток электронов, освобождаемых под действием света фотокатодом  $K$ , направляется электрическим (рис. 12-46) или магнитным полем последовательно на ряд эмиттеров  $ЭВ$  — вспомогательных электродов. При прохож-

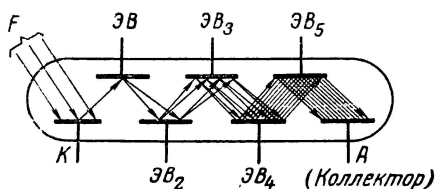


Рис. 12-46. Схема устройства фотоэлектронного умножителя.

дении каждого эмиттера поток электронов увеличивается за счет вторичных электронов, освобождаемых эмиттером, под действием ударов электронного потока. Таким образом, вследствие многократного использования вторичной эмиссии поток электронов у анода, называемого в фотоэлектронных умножителях коллектором, оказывается во много раз больше потока фотозмиссии катода прибора. Благодаря такому внутреннему усилению чувствительность фотоэлектронных усилителей чрезвычайно высока и достигает 1—10 А/лм. Однако не следует думать, что фотоэлектронные умножители рассчитаны на большие выходные токи, — эти токи у них не превышают 10—15 мА. Чтобы подчеркнуть то, что фотоэлектронные умножители рассчитаны на работу при очень малых освещенностях и дают небольшие выходные токи, их чувствительность часто указывается в микроамперах на микролюмен (1—10 мкА/мклм). Их область применения — измерения светового потока при очень малых освещенностях.

## Глава тринадцатая

### ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

#### 13-1. ЗНАЧЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ

Об основных электрических величинах (силе тока, напряжении) мы вынуждены судить по сопровождающим их физическим явлениям (электромагнитной силе, тепловому и химическому действию тока и пр.). Следовательно, показания электроизмерительных приборов являются основой для оценки работы электротехнических устройств, чем и определяется исключительное значение измерений в электротехнике.

Объектами электрических измерений являются все электрические и магнитные величины — сила тока, напряжение, мощность, электрическая энергия, магнитный поток.

Кроме того, по сравнению с другими видами измерений электрические измерения отличаются высокой чувствительностью, точностью, надежностью и простотой. По этой причине для измерения большинства физических величин (температуры, давления, света, скорости и т. д.) широко применяются электроизмерительные устройства. Подлежащая измерению неэлектрическая величина преобразуется при посредстве соответствующего устройства в пропорциональную ей электрическую величину, а последняя измеряется тем или иным электроизмерительным прибором. Такие методы измерений известны под общим названием **э л е к т р и ч е с к и х** **и з м е р е н и й** **н е э л е к т р и ч е с к и х** **в е л и ч и н**. Применение электрических методов измерений дает возможность относительно просто передавать показания приборов на дальние расстояния (телеизмерение), что позволяет вести измерения в труднодоступных и даже недоступных местах (например, на искусственных спутниках Земли), осуществлять непосредственное воздействие измерительного устройства на производственные машины и аппараты (автоматическое регулирование), выполнять автоматически математические операции над измеряемыми величинами, просто записывать на ленте ход контролируемых процессов и т. д. Таким образом, электрические измерения являются одной из основ автоматизации производственных процессов.

Соединение электроизмерительных механизмов с электронными и полупроводниковыми приборами чрезвычайно расширило область применения электрических измерений и благодаря возможностям усиления сигналов сделало их практически универсальными.

Например, электрическими методами с помощью фотоэлементов астрономы измеряют температуры поверхностей звезд, магнитными методами с самолета геологи ведут разведку рудных залежей и электрическими методами агрономы определяют потребности почвы в различных удобрениях.

В СССР развитие электроприборостроения шло параллельно с развитием электрификации страны. Особенно быстро приборостроение развивалось после Отечественной войны. Высокое качество аппаратуры и необходимая точность измерительных приборов, находящихся в эксплуатации, гарантируются государственным надзором за всеми мерами и измерительными приборами.

### **13-2. МЕРЫ, ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ И МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЙ**

Измерение любой физической величины есть ее сравнение посредством физического эксперимента с принятым за единицу значением однородной физической величины. В общем случае для такого сопоставления измеряемой величины с **м е р о й** — вещественным воспроизведением единицы измерения — нужен соответствующий при-

бор сравнения. Например, мера — гиря служит для взвешивания на весах с коромыслом, являющихся прибором сравнения; образцовая катушка сопротивления используется как мера сопротивления при посредстве прибора сравнения — измерительного моста.

Часто измерение существенно упрощается благодаря применению прибора непосредственного отсчета (называемого также прибором непосредственной оценки), показывающего численное значение измеряемой величины непосредственно на шкале или циферблате. Примером могут служить циферблатные весы, термометр, амперметр, счетчик электрической энергии. При измерении таким прибором мера (например, гиря) не нужна, но мера была применена при градуировании шкалы этого прибора. Приборы сравнения обладают большей точностью и чувствительностью; с другой стороны, измерение приборами непосредственного отсчета проще, быстрее и дешевле.

В зависимости от способа получения результата измерения следует различать измерения прямые, косвенные и совокупные.

Если результат измерения непосредственно определяет искомое значение исследуемой величины, то такое измерение принадлежит к числу прямых измерений. Например, прямым измерением является измерение силы тока амперметром.

Если же измеряемую величину приходится определять на основании прямых измерений других физических величин, с которыми измеряемая величина связана определенной зависимостью, тогда измерение является косвенным. Например, косвенным будет измерение сопротивления на основании измерения вольтметром напряжения и амперметром силы тока. Косвенные измерения значительно сложнее прямых, тем не менее они применяются довольно часто, в особенности при различных испытаниях. Следует иметь в виду, что при косвенных измерениях возможно существенное снижение точности по сравнению с точностью при прямом измерении из-за сложения погрешностей прямых измерений величин, входящих в расчетные уравнения.

Наконец, в ряде случаев конечный результат измерения выводится из результатов нескольких групп прямых или косвенных измерений отдельных величин, от которых исследуемая величина находится в некоторой зависимости. Такое измерение именуется совокупным. Например, к совокупным измерениям принадлежит определение температурного коэффициента электрического сопротивления материала на основании измерения сопротивления материала при различных значениях температуры. Совокупные измерения характерны для лабораторных исследований.

В зависимости от способа применения приборов и мер принято различать следующие основные методы измерения: метод непосредственного измерения, нулевой и дифференциальный.

При пользовании методом непосредственного измерения (или непосредственного отсчета) измеряемая величина определяется путем непосредственного отсчета показания измери-

тельного прибора или непосредственного сравнения с мерой данной физической величины (измерение силы тока амперметром, измерение длины метром). В этом случае верхним пределом точности измерения является точность измерительного прибора непосредственного отсчета, которая не может быть очень высокой.

При измерении н у л е в ы м м е т о д о м образцовая (известная) величина (или эффект ее действия) регулируется и доводится до равенства с измеряемой величиной (или эффектом ее действия). Измерительный прибор в этом случае нужен лишь для установления факта осуществления указанного равенства. От такого прибора требуется не точность, а чувствительность, и он именуется н у л е в ы м п р и

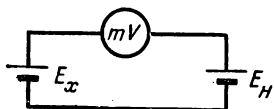


Рис. 13-1. Схема дифференциального измерения э. д. с.  $E_x$  путем сопоставления с известной э. д. с.  $E_n$ .

б о р о м или н у л ь - и н д и к а т о р о м. В качестве нулевых приборов при постоянном токе обычно применяются магнитоэлектрические гальванометры (см. § 13-7), а при переменном токе — электронные нуль-индикаторы и телефоны. Точность измерения по нулевому методу в основном определяется точностью образцовых мер и чувствительностью нулевых приборов. Образцовые меры можно изготовить с весьма большой точностью, а чувствительность современных нуль-

индикаторов вполне удовлетворяет предъявляемым требованиям, тем более что для ее повышения можно применять усилитель. Это дает возможность выполнять измерения нулевым методом с очень высокой точностью. Из числа нулевых методов электрических измерений важными являются мостовые и компенсационные.

Еще большая точность может быть достигнута при д и ф ф е р е н ц и а л ь н ы х м е т о д а х измерения. В этих случаях измеряемая величина уравнивается известной величиной, но до полного равновесия измерительная цепь не доводится, а путем прямого отсчета измеряется разность измеряемой и известной величин. Дифференциальные методы применяются для сравнения двух величин, мало отличающихся друг от друга. Простейшим примером такого измерения может служить измерение э. д. с.  $E_x$  (рис. 13-1) путем сравнения ее с известной и близкой к ней по значению э. д. с.  $E_n$  другого источника (сравнение э. д. с. двух нормальных элементов): источники э. д. с. включаются навстречу друг другу, а разность их э. д. с. измеряется чувствительным прибором — милливольтметром или микровольтметром. Если разность двух э. д. с. равна 1% их величины, а измеряется она прибором с точностью до 0,2%, то можно считать, что точность измерения э. д. с. может достигать 0,002%.

### 13-3. ЧИСЛОВЫЕ ВЫРАЖЕНИЯ ПОГРЕШНОСТЕЙ ИЗМЕРЕНИЯ И КЛАССЫ ТОЧНОСТИ

Точность измерения характеризуется его возможными погрешностями. Эти погрешности при каждом конкретном измерении не должны превышать некоторого определенного значения. В зависи-

мости от способа числового выражения принято различать погрешности абсолютные и относительные, а применительно к показывающим приборам — еще и приведенные погрешности.

**Абсолютная погрешность**  $\Delta A$  есть разность между измеренным  $A_{из}$  и действительным  $A$  значениями измеряемой величины:

$$\Delta A = A_{из} - A.$$

Например, амперметр показывает 9 А, а действительное значение силы тока 8,9 А, следовательно,  $\Delta A = 0,1$  А.

Чтобы определить действительное значение, нужно к измеренной величине прибавить поправку, т. е. абсолютную погрешность, взятую с обратным знаком. В нашем примере поправка —  $\Delta A = -0,1$  А; прибавив к  $I_{из} = 9$  А поправку  $-0,1$  А, получим:

$$I = 9,0 - 0,1 = 8,9 \text{ А.}$$

**Точность измерения** оценивается обычно не абсолютной, а относительной погрешностью — выраженным в процентах отношением абсолютной погрешности к действительному значению измеряемой величины:

$$\gamma_0 = (\Delta A / A) 100\%,$$

а так как разница между  $A$  и  $A_{из}$  обычно относительно мала, то практически в большинстве случаев можно считать, что

$$\gamma_0 \approx (\Delta A / A_{из}) 100\%.$$

Для нашего примера измерения силы тока

$$\gamma_0 = (0,1/9) 100\% = 1,1\%.$$

Однако оценивать по относительной погрешности точность самых распространенных стрелочных измерительных приборов неудобно. Абсолютная погрешность у них — обычно величина одного и того же порядка вдоль всей шкалы. Например, у упомянутого амперметра в начале шкалы при  $I = 1,0$  А действительное значение 1,1 А, следовательно,  $\Delta I = -0,1$  А. Но вследствие постоянства  $\Delta A$  с уменьшением измеряемой величины быстро растет относительная погрешность. В нашем примере для деления 1 А, т. е. в начале шкалы,

$$\gamma_0 = (-0,1/1) 100\% = -10\%.$$

Это возрастание относительной погрешности стрелочных приборов с уменьшением измеряемой величины является причиной, по которой рекомендуется выбирать пределы измерения прибора так, чтобы отсчитывать показания в пределах второй половины шкалы, ближе к ее концу.

Для оценки точности самих стрелочных измерительных приборов служит их п р и в е д е н н а я п о г р е ш н о с т ь. Так называется выраженное в процентах отношение абсолютной погрешности показания  $\Delta A$  к значению, соответствующему наибольшему показанию прибора  $A_n$  (номинальному значению):

$$\gamma_{\text{пр}} = (\Delta A / A_n) 100\%. \quad (13-1)$$

Если предел измерения амперметра 10 А, а делению 1 А соответствует абсолютная погрешность  $\Delta A = 0,1$  А, то приведенная\*погрешность, соответствующая этому делению, будет:

$$\gamma_{\text{пр}} = (0,1/10) 100\% = +1\%.$$

Погрешности прибора обуславливаются недостатками самого прибора и внешними влияниями. Приведенная погрешность, определенная в нормальных рабочих условиях и, следовательно, обусловленная лишь недостатками самого прибора, называется о с н о в н о й п о г р е ш н о с т ью. Нормальные рабочие условия — это температура окружающей среды 20 °С (или та, которая обозначена на шкале прибора), нормальное рабочее положение прибора (указанное условным знаком на его шкале), отсутствие вблизи прибора ферромагнитных масс и внешних магнитных полей (кроме земного) и прочие нормальные условия, зависящие от рода прибора (номинальные напряжения, частота переменного тока, синусоидальная форма кривой этого тока и т. д.).

Допускаемая основная погрешность электроизмерительного прибора является основанием для определения его к л а с с а т о ч н о с т и. Обозначением класса точности служит допускаемая основная погрешность приборов, принадлежащих к этому классу. Согласно ГОСТ 1845-59 электроизмерительные приборы делятся на восемь классов точности: 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1; 1,5; 2,5; 4. Принадлежность прибора к определенному классу указывает, что основная погрешность прибора на всех делениях рабочей части шкалы не превышает значения, определяемого классом точности этого прибора (например, у прибора класса «1» допускаемая основная погрешность 1%).

Отклонение внешних условий от нормальных вызывает д о п о л н и т е л ь н ы е п о г р е ш н о с т и. ГОСТ указывает допустимые значения дополнительных погрешностей, возникающих при определенных отклонениях внешних условий от нормальных.

В зависимости от чувствительности к внешним магнитным или электрическим полям электроизмерительные приборы делятся на две категории: I — приборы менее чувствительные к внешним полям, II — приборы более чувствительные.

Для правильного применения электроизмерительного прибора важны его технические особенности. Эти особенности указываются на шкале прибора условными обозначениями, приведенными в табл. 13-1.

## Условные обозначения, наносимые на шкалы электроизмерительных приборов

Трехфазный ток для неравномерной нагрузки	
Прибор трехфазного тока, например с двухэлементным измерительным механизмом	
Защита от внешних магнитных полей (I категория защищенности)	
Защита от внешних электрических полей (I категория защищенности)	
Класс точности при нормировании погрешности в процентах диапазона измерения, например 1,5	1,5
То же при нормировании погрешности в процентах длины шкалы, например 1,5	
Горизонтальное положение шкалы	
Вертикальное положение шкалы	
Наклонное положение шкалы под определенным углом к горизонту, например 60°	
Направление ориентировки прибора в земном магнитном поле	
Измерительная цепь изолирована от корпуса и испытана напряжением, например 2 кВ	
Прибор испытанию прочности изоляции не подлежит	
Осторожно! Прочность изоляции измерительной цепи по отношению к корпусу не соответствует нормам (знак выполняется красного цвета)	

### 13-4. ПОТРЕБЛЕНИЕ ЭНЕРГИИ ЭЛЕКТРОИЗМЕРИТЕЛЬНЫМИ ПРИБОРАМИ

Включение измерительного прибора в исследуемую электрическую цепь неизбежно в некоторой степени изменяет ее электрические условия. Это изменение вызывается по существу тем, что работающий прибор потребляет некоторую энергию. При исследовании маломощных объектов это может существенно исказить результаты исследования. Кроме того, собственное потребление обуславливает нагревание прибора, что может вызывать изменение показаний. Желательно, чтобы собственное потребление измерительного прибора было возможно меньше. Поэтому сопротивление вольтметра и параллельных цепей ваттметра и счетчика должно быть возможно больше, а сопротивление амперметра и последовательных цепей ваттметра и счетчика — возможно меньше. Собственное потребление приборов зависит от системы прибора и от пределов измерения. Для вольтметров и амперметров собственное потребление лежит в пределах 0,1—15 Вт.

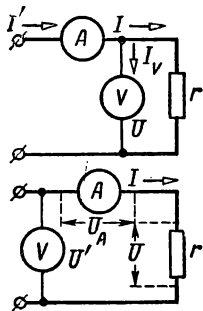


Рис. 13-2. Две схемы измерения сопротивления на основании закона Ома.

Простейшим примером влияния собственного потребления измерительных приборов на результаты измерения может служить измерение сопротивления при постоянном токе при помощи вольтметра и амперметра, т. е. на основании закона Ома. Для такого измерения возможны две схемы соединения приборов (рис. 13-2), но в обоих случаях для точного измерения сопротивления необходимо учесть влияние собственного потребления приборов.

В нижней схеме амперметр измеряет силу тока  $I$ , проходящего через сопротивление  $r$ . Но вольтметр измеряет напряжение  $U'$ , большее, чем напряжение на сопротивлении  $r$ ; он измеряет сумму двух частичных напряжений:  $U' = U + I r_A$ , напряжение  $U$  на измеряемом сопротивлении и напряжения на зажимах амперметра. На основании закона Ома определяется сумма сопротивлений:

$$U'/I = r' = r + r_A,$$

а измеряемое сопротивление

$$r = r' (1 - r_A/r').$$

Поправка на влияние сопротивления амперметра тем меньше, чем меньше это сопротивление.

При измерении по верхней схеме вольтметр, присоединенный непосредственно к зажимам объекта измерения  $r$ , показывает напряжение  $U$ , воздействующее на этот объект. Но амперметр измеряет силу тока  $I' = I + I_V$ .



Таким образом, в этом случае на основании показаний приборов определяется проводимость

$$g' = I'/U = g + g_V,$$

а чтобы определить проводимость объекта измерения, нужно из найденной проводимости вычесть проводимость вольтметра  $g_V = 1/r_V$ , т. е.

$$g = 1/r = g' - g_V = g' (1 - g_V/g') \text{ или } r = r'/(1 - r'/r_V).$$

Чем меньше проводимость вольтметра, иными словами, чем больше его сопротивление  $r_V$ , тем меньше поправка к результатам измерения.

Если желательно измерять  $r$  без подсчетов поправок на собственное сопротивление измерительных приборов, то при измерении относительно больших сопротивлений следует пользоваться первой схемой, а при измерении малых сопротивлений — второй схемой.

Но если по условиям измерения при использовании любой из схем погрешности слишком велики, чтобы ими можно было пренебречь, то следует отдавать предпочтение второй схеме. Ее преимуществом является то, что большое постоянное сопротивление вольтметра легче измерить (часто оно указывается на шкале прибора), чем малое сопротивление амперметра.

При переменном токе подсчет поправок прост только в случаях чисто активных сопротивлений; во всех остальных случаях подсчет этот весьма осложняется из-за того, что сопротивления переменного тока — величины комплексные. По этой причине следует составлять схемы измерений при переменном токе так, чтобы влияние собственного потребления приборов было минимальным и им можно было пренебречь.

При измерении мощности ваттметром неизбежно влияние его собственного потребления на результаты измерения. Две основные схемы такого измерения (рис. 13-3) соответствуют двум вышеприведенным схемам измерения сопротивления: в первом случае погрешность вызывается активным сопротивлением цепи тока ваттметра  $r_{WA}$ , во втором случае — собственным потреблением цепи напряжения ваттметра.

При соединении по первой схеме ваттметр измеряет кроме мощности нагрузки  $P$  еще и мощность, потребляемую активным сопротивлением своей собственной цепи тока:

$$P_{из} = P + I^2 r_{WA}.$$

Если мощность измеряется по второй схеме, то ваттметр измеряет кроме мощности нагрузки еще и мощность, потребляемую его цепью

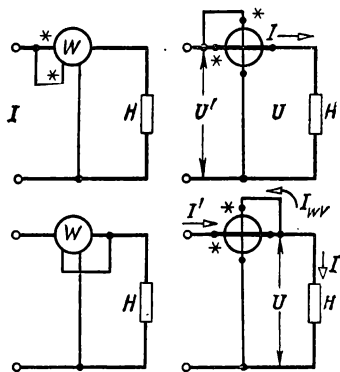


Рис. 13-3. Две основные схемы включения ваттметра.

напряжения, сопротивление которой обычно является чисто активной величиной:

$$P_{из} = P + U^2 g_{wv} = P + U^2 / r_{wv}.$$

Чем меньше мощности в контролируемых цепях, тем существеннее влияние собственного потребления измерительных приборов на результаты измерений. В частности, эти влияния обычно значительны в цепях управления автоматики и в цепях электронных приборов.

### 13-5. МЕХАНИЧЕСКИЕ УЗЛЫ ПРИБОРОВ ПРЯМОГО ОТСЧЕТА

В стрелочных приборах прямого отсчета подвижная часть под действием измеряемой величины перемещается по отношению к неподвижной части. Следовательно, общей механической деталью этих приборов является установка подвижной части. Эта установка осуществляется на растяжках, или на осях, или на подвесе.

Установка на растяжках применяется в большинстве изготавливаемых в настоящее время стрелочных приборов.

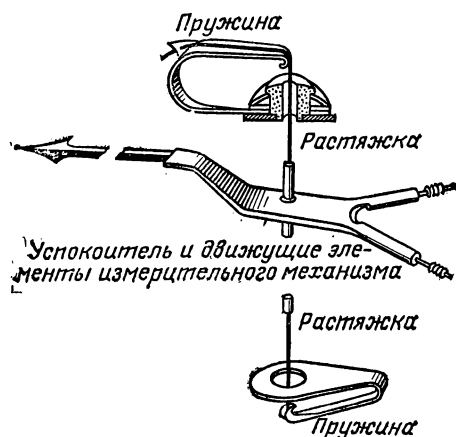


Рис. 13-4. Установка подвижной части на растяжках.

Растяжки — это упругие ленты, провальцованные из круглой проволоки. Материалом для них служит бериллиевая и оловянно-цинковая бронза или сплавы платино-серебряный и кобальто-никелевый. Подвижная часть подвешивается на двух растяжках (рис. 13-4), а концы последних крепятся к двум плоским пружинам, помещенным во взаимно перпендикулярных плоскостях. Растяжки могут служить для подвода тока в подвижную часть, а их кручение создает противодействующий момент.

Установка на опорах в недалеком прошлом применялась почти во всех измерительных приборах прямого отсчета. Подвижная часть при такой установке укрепляется на оси, которой служит легкая алюминиевая трубка. В концы последней запрессовываются опоры прибора — два отрезка стальной проволоки (рис. 13-5), называемые *к е р н а м и*. Они заточены на концах тем острее, чем чувствительнее должен быть прибор; радиус закругления 0,01—0,15 мм. Реже применяются стальные сплошные оси, заточенные на концах.

Керны устанавливаются в конических кратерах подпятников. Кратеры выточены в полудрагоценных камнях (синтетический агат, корунд и др.), а сами камни завальцовываются в опорные винты. Последние позволяют плавно регулировать положение камня по от-

попению к керну. Необходимо оставлять небольшой осевой зазор, чтобы ось могла свободно поворачиваться в подпятниках. Точные приборы иногда снабжаются пружинящими подпятниками.

При вертикальном положении оси трение значительно меньше, чем при ее горизонтальном положении. По этой причине у большинства приборов высших классов точности рабочим положением шкалы является горизонтальное положение, которому соответствует вертикальное положение оси.

Недостатком установки на опорах (по сравнению с установкой на растяжках) является трение в подпятниках. Из-за него собственное потребление прибора увеличивается в несколько раз и возни-

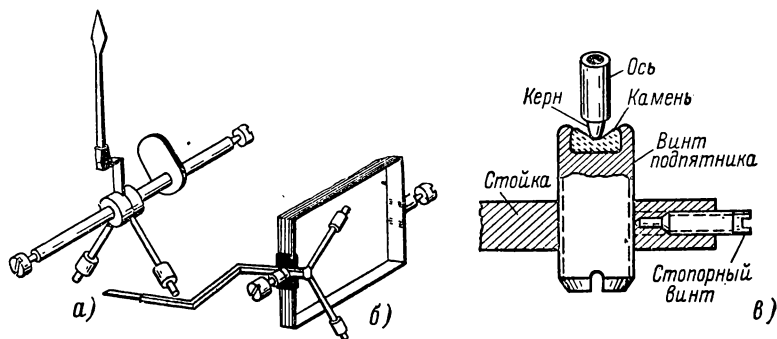


Рис. 13-5. Установка подвижной части на опорах.

а — на сквозной оси; б — на полуосях; в — устройство подпятника.

кает дополнительная погрешность в показаниях, возрастающая по мере износа кернов.

Установка на подвесе — металлической или кварцевой нити (рис. 13-7) применяется в приборах особо высокой чувствительности. Приборы с такой установкой снабжаются уровнем, так как при подвесе положение подвижной части по отношению к неподвижной зависит от положения прибора.

Световой указатель применяется в большинстве приборов высокой чувствительности, — стрелку заменяет луч света от специального источника, направляемый и фокусируемый системой линз. Этот луч, отразившись от укрепленного на подвижной части зеркала, попадает на шкалу с делениями. Здесь он образует светлую полосу, перемещающуюся по шкале пропорционально отклонениям подвижной части. Стандартное расстояние от зеркала до шкалы 1 м; следовательно, луч эквивалентен стрелке длиной в 1 м, благодаря чему отклонение подвижной части на малый угол вызывает значительное перемещение «зайчика» по шкале.

Световой указатель применяется также в переносных приборах с подвижной частью, установленной на растяжках или на опорах. Внутри прибора помещается лампа 1 (рис. 13-6). Ее луч света проходит через линзу 2 и диафрагму 3, а затем направляется неподвижными зеркалами 4 и 6 через фокусирующие линзы 5 и 7 на зеркальце 8,

укрепленное на подвижной части. Отразившись от этого зеркальца, а затем от неподвижных зеркал 9 и 10, луч света образует световую круглую марку на шкале 11 или 12. Шкала прибора двухстрочная:

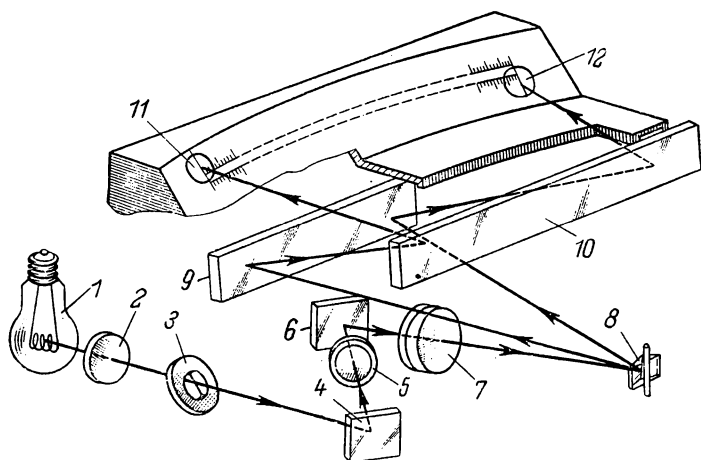


Рис. 13-6. Схема устройства внутреннего светового указателя, проектирующегося на двухстрочную шкалу.

ее начальная отметка находится на верхней строке слева (11), а конечная — на нижней строке справа (12). Начальное деление нижней строки и конечное верхней соответствуют одному и тому же значению измеряемой величины. Чтобы осуществить последовательное движение светового указателя по двум строкам шкалы, что удваивает длину шкалы, подвижное зеркальце 8 изготавливается в виде двух плоских зеркал, скрепленных под определенным углом. При малых углах отклонения подвижной части луч света попадает на верхнюю строку, отразившись от одной половины зеркальца, а при больших углах отклонения луч света попадает уже на нижнюю строку, отразившись от второй половины зеркальца. Таким образом увеличивается длина пути луча и шкалы, а следовательно, повышается чувствительность прибора.

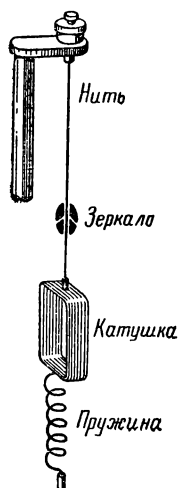


Рис. 13-7. Установка подвижной части на подвесе.

Применение многократного отражения луча внутри прибора позволяет в ряде случаев заменить зеркальный гальванометр с подвижной частью на подвесе и отдельными осветителем и шкалой (прибор, требующий тщательно выполненной постоянной установки) переносным прибором со световым указателем. С другой стороны, применение светового указателя требует дополнительного источника электроэнергии для питания лампы осветителя и существенно усложняет внутреннее устройство прибора.

Кручение растяжек и нити подвеса используется для получения противодействующего момента. В приборах с установкой подвижной части на осях для создания этого момента служат спиральные пружины (рис. 13-8), изготавливаемые из фосфористой бронзы.

Противодействующий момент должен быть противопоставлен вращающему моменту, для того чтобы отклонение подвижной части было однозначной функцией измеряемой величины. При отсутствии противодействующего момента стрелка прибора при любом значении вращающего момента уходила бы за край шкалы прибора.

Для создания вращающего момента в измерительных приборах используется то или иное (в зависимости от системы измерительного механизма) действие тока, например электродинамическое взаимодействие двух катушек, по которым проходят измеряемые токи. В большинстве механизмов вращающий момент нелинейно зависит от измеряемой величины, хотя желательна линейная зависимость ( $M_{вр} = k_{вр}I$ ), так как ей соответствует равномерная шкала прибора.

Противодействующий момент  $M_{пр}$  должен возрастать с увеличением отклонения  $\alpha$  подвижной части. Если он создается кручением растяжек, нити подвеса или спиральной пружины, то он прямо пропорционален отклонению подвижной части:  $M_{пр} = k_{пр}\alpha$ .

При установившемся отклонении подвижной части должно иметь место равновесие моментов:  $M_{вр} = M_{пр}$ . В случае линейности вращающего момента

$$k_{вр}I = k_{пр}\alpha,$$

поэтому измеряемая величина (например, сила тока) будет:

$$I = \alpha k_{пр}/k_{вр} = \text{const } \alpha.$$

Следовательно, прибор может иметь равномерную шкалу.

Вследствие температурных влияний, остаточных деформаций, а чаще всего вследствие толчков при перегрузках стрелка прибора при отсутствии тока может стоять не на нулевом делении. Корректор служит для возвращения стрелки на нуль шкалы. Он воздействует на положение точек крепления растяжек или нити подвеса. В случае применения пружины (рис. 13-8) к корректору прикрепляется один ее конец 1. Второй конец пружины прикрепляется к оси 2 подвижной части. Стрелку 5 можно смещать посредством поводка 3, поворачивая винт 4, укрепленный на корпусе прибора.

Для уравнивания подвижной части на ней укрепляются грузила — противовесы. Показания уравновешенного прибора почти не зависят от положения шкалы.

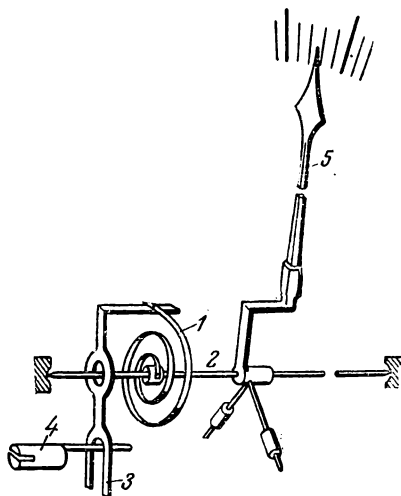


Рис. 13-8. Пружина и корректор.

### 13-6. УСПОКОИТЕЛИ

Подвижная часть прибора вместе с пружиной образует систему, обладающую массой и упругостью, следовательно, способную к механическим колебаниям. Вследствие этого при изменении измеряемой величины подвижная часть измерительного прибора принимает новое положение равновесия не сразу, а спустя некоторое время, в большинстве случаев после нескольких колебаний около нового положения равновесия. Для того чтобы подвижная часть возможно скорее устанавливалась в этом положении, приборы снабжаются у с п о к о и т е л я м и. Назначение последних состоит в поглощении кинетической энергии подвижной части. Трение, так же как и успокое-

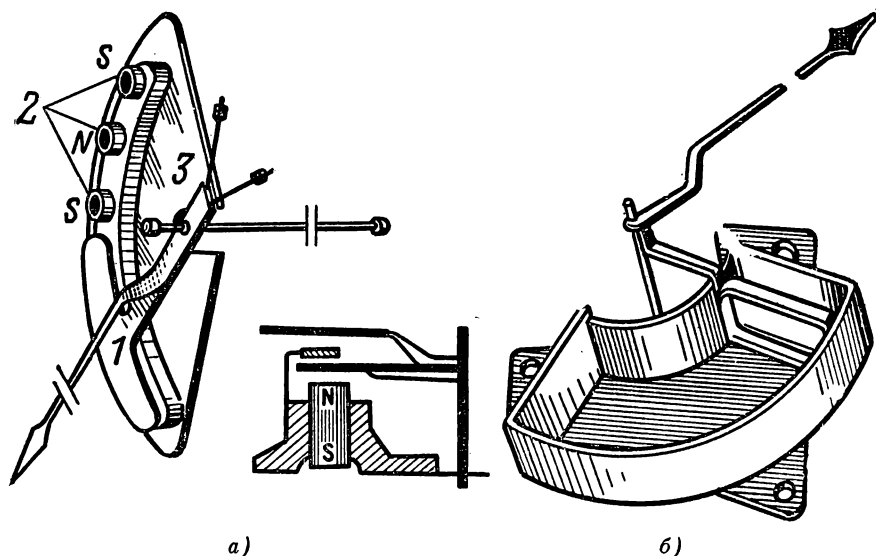


Рис. 13-9. Магнитоиндукционный многополюсный успокоитель (а) и воздушный успокоитель (б) без верхней крышки.

ние, поглощает кинетическую энергию подвижной части, но силы успокоения стремятся к нулю при уменьшении скорости подвижной части, а силы трения в этих условиях даже возрастают и препятствуют подвижной части занять должное положение. В зависимости от величины успокоения отклонение подвижной части может быть колебательным или аperiодическим, но последнее нежелательно; при хорошем успокоении подвижная часть должна принимать новое положение равновесия после небольшого колебания. По ГОСТ для большинства стрелочных приборов время успокоения должно быть не более 4 с, причем временем успокоения считается время от момента включения прибора до момента, когда стрелка прибора отклоняется от положения равновесия не более чем на 1% шкалы.

В широко распространенных приборах в настоящее время применяются магнитоиндукционные и воздушные успокоители.

В магнитоиндукционных успокоителях используются вихревые токи, индуцируемые в металле подвижной части при движении в магнитном поле постоянного магнита. На рис. 13-9, а показана конструкция такого многополюсного успокоителя. Здесь алюминиевый сектор 1, укрепленный на оси подвижной части, движется в поле нескольких постоянных магнитов 2. Последние укреплены на опорной пластине 3. При движении сектора в нем индуцируются токи. Их взаимодействие с теми же постоянными магнитами создает силу, которая согласно принципу Ленца тормозит подвижную часть. Применение нескольких маленьких магнитов вместо одного большого (как это делалось раньше) увеличивает вдоль пути сектора скорость изменения потока  $d\Phi/dt$ , а следовательно, и индуцируемые в секторе токи, а это создает более благоприятные условия для торможения, что дает возможность уменьшить размеры и массу прибора.

В воздушных успокоителях для торможения используется разность давлений воздуха в закрытой камере по обе стороны легкого алюминиевого крыла, возникающая при движении этого крыла (рис. 13-9, б). Крыло укреплено на оси подвижной части прибора. Воздушные успокоители значительно слабее магнитоиндукционных, но их приходится применять в тех случаях, когда наличие постоянного магнита внутри прибора может явиться причиной дополнительных погрешностей в показаниях прибора.

В некоторых новых приборах применяются очень компактные жидкостные успокоители, в которых в невысыхающей жидкости перемещается крыло, укрепленное на подвижной части прибора.

### 13-7. СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ МЕХАНИЗМОВ

Любой прибор прямого отсчета состоит из двух основных частей: измерительного механизма и измерительной цепи (измерительной схемы).

Назначение измерительного механизма — преобразование подводимой к нему электрической энергии в механическую энергию перемещения подвижной части и связанного с ней указателя. Следовательно, измерительный механизм должен содержать подвижную часть, перемещающуюся под действием вращающего момента, возникающего в механизме.






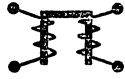





Измерительная цепь преобразует измеряемую электрическую величину (напряжение, мощность, частоту и т. д.) в пропорциональную ей величину, непосредственно воздействующую на измерительный механизм. Так, например, в вольтметре измерительная цепь состоит из добавочного сопротивления и катушки измерительного механизма. Благодаря постоянству сопротивления этой измерительной цепи через измерительный механизм вольтметра проходит ток, пропорциональный измеряемому напряжению. Один и тот же измерительный механизм в соединении с различными измерительными цепями может служить для измерения различных вели-

чин, например напряжения (с добавочным сопротивлением), тока (с шунтом), сопротивления (по схеме омметра).














В зависимости от физического явления, используемого для целей измерения (обычно для получения вращающего момента), измерительные приборы классифицируются по системам. Условные обозначения важнейших систем электроизмерительных приборов и вспомогательных частей к ним приведены в табл. 13-2. Широкое применение имеют магнитоэлектрическая, электромагнитная, индукционная, электродинамическая и ферродинамическая системы. Магнитоэлектрические измерительные механизмы пригодны лишь для постоянного тока, поэтому для измерений переменного тока они соединяются с различными преобразователями, преобразующими измеряемый переменный ток в пропорциональный ему постоянный. Так как наличие преобразователей очень существенно изменяет свойства прибора в целом, то магнитоэлектрические приборы с преобразователями классифицируются как принадлежащие к особым системам: выпрямительной, термоэлектрической и электронной.

Таблица 13-2

Условное обозначение принципа действия (системы) прибора

Наименование системы	Условное обозначение	
	Нормальный механизм	Логометр
Магнитоэлектрический прибор с подвижной рамкой		
Магнитоэлектрический прибор с подвижным магнитом		
Электромагнитный прибор		
Электромагнитный поляризованный прибор		
Электродинамический прибор		
Ферродинамический прибор		



Наименование системы	Условное обозначение	
	Нормальный механизм	Логометр
Индукционный прибор		
Магнитоиндукционный прибор		
Электростатический прибор		
Вибрационный прибор (язычковый)		
Тепловой прибор (с нагреваемой проволокой)		
Биметаллический прибор		
Термопреобразователь изолированный и неизолированный		
Выпрямитель полупроводниковый		
Выпрямитель электромеханический		
Электронный преобразователь		
Преобразователь вибрационно-импульсный		

В измерительных механизмах магнитоэлектрической системы вращающий момент создается взаимодействием измеряемого тока, проходящего по катушке механизма, с полем постоянного магнита, т. е. используется энергия магнитного поля системы, состоящей из постоянного магнита и контура с током. Существуют два основных типа приборов магнитоэлектрической системы: приборы с подвижной катушкой (подвижной рамкой) и приборы с подвижным

магнитом. Эти два типа приборов весьма различны по своим техническим качествам, поэтому для них предусмотрены различные условные обозначения. Приборы с подвижной катушкой применяются значительно чаще, чем приборы с подвижным магнитом.

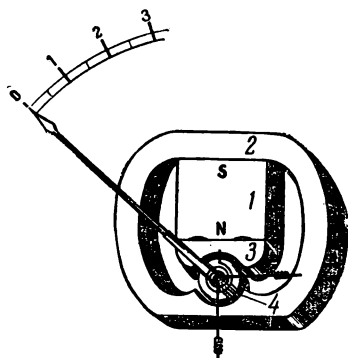


Рис. 13-10. Магнитоэлектрический механизм с подвижной катушкой и внерамочным магнитом.

В магнитоэлектрическом механизме с подвижной катушкой (рис. 13-10) последняя устанавливается на опорах так, что она может поворачиваться в воздушном зазоре магнитной цепи постоянного магнита 1. Ток в катушку подводится через две пружины или растяжки, они же служат для получения противодействующего момента. Постоянные магниты изготавливаются из сплавов, содержащих алюминий, никель, кобальт, медь, кремний и железо (сплавы ални, алниси, магнико и др.). Это позволяет получать в воздушных зазорах приборов магнитную индукцию примерно  $0,2-0,3 \text{ Т}$  ( $2000-3000 \text{ Гс}$ ).

Материал современных магнитов настолько тверд, что практически не поддается обработке режущим инструментом, из-за этого приходится отливать магниты в относительно простых геометрических формах — в виде параллелепипедов или цилиндров, а их магнитный поток направлять должным образом с помощью магнитопровода, изготовляемого из относительно легко обрабатываемого магнитно-мягкого материала. Две основные разновидности измерительных механизмов с современными магнитами — это механизмы с внешним (внерамочным) магнитом (рис. 13-10) и механизмы с внутрирамочным магнитом (рис. 13-11).

При внешнем магните 1 его магнитную цепь образуют магнитопровод 2, полюсные наконечники 3 и цилиндрический сердечник 4. Все они изготавливаются из магнитно-мягкого относительно легко обрабатываемого материала. Благодаря тщательной цилиндрической обточке полюсных наконечников и сердечника и их точной центровке в воздушном зазоре между ними в пределах почти всего угла охвата полюсными наконечниками сердечника возбуждается практически равномерное радиальное поле.

В механизмах с внутрирамочным магнитом (рис. 13-11) сердечником является сам магнит 1, а его охватывает цилиндрический магнито-

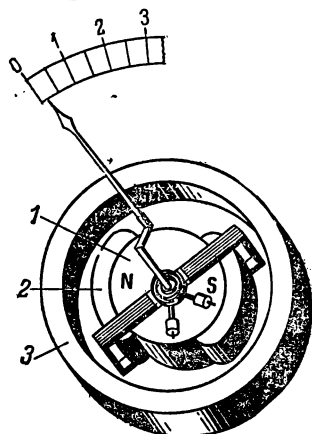


Рис. 13-11. Магнитоэлектрический измерительный механизм с внутрирамочным магнитом.

Промежуток между накладками на поверхности магнита обычно заполняется ферромагнитным сплавом.

провод 3 из магнитномягкого материала. Здесь значительно лучше используется постоянный магнит, что дает возможность придать механизму очень малые размеры. С другой стороны, в этих механизмах трудно получить равномерное поле в воздушном зазоре из-за неодинаковой длины пути магнитных линий. Чтобы приблизить поле к равномерному, внутрирамочный магнит снабжается накладками 2 из магнитномягкой стали.

В магнитоэлектрическом механизме с равномерным полем угол, образуемый направлением вектора магнитной индукции в воздушном зазоре и активной частью проводников подвижной катушки, равен  $90^\circ$ , следовательно, на каждый из проводников будет действовать электромагнитная сила (§ 4-7):

$$f = BIl,$$

где  $l$  — активная длина проводника, приблизительно равная высоте катушки  $h$ . Катушка имеет  $w$  витков и диаметр  $d$ ; таким образом, вращающий момент, действующий на подвижную часть механизма,

$$M_{вр} = f2w d/2 = whd BI,$$

или, обозначая площадь катушки через  $S = hd$ , получаем:

$$M_{вр} = wSBI, \quad (13-2)$$

т. е. вращающий момент в магнитоэлектрическом приборе прямо пропорционален индукции и току.

В узком воздушном промежутке прибора магнитная индукция распределена почти равномерно. Следовательно, вращающий момент магнитоэлектрического прибора можно считать прямо пропорциональным току  $M_{вр} = k_{вр}I$ , а так как противодействующий момент, создаваемый спиральными пружинами, прямо пропорционален углу закручивания  $M_{пр} = k_{пр}\alpha$ , то, следовательно, угол поворота катушки прямо пропорционален измеряемому току:

$$I = k_{пр}\alpha/k_{вр} = C_{пр}\alpha,$$

где  $C_{пр}$  — постоянная прибора («цена деления») — число, на которое нужно умножить отсчет, выраженный в угловых градусах шкалы или в делениях, чтобы получить значение измеряемой величины.

Направление вращающего момента прибора определяется правилом левой руки; пользуясь им, легко убедиться, что подвижная катушка стремится принять положение, при котором направление ее поля совпадает с направлением поля магнита.

При изменении направления тока изменяет свое направление и вращающий момент. При переменном токе технической частоты подвижная часть прибора, испытывая быстро чередующиеся импульсы противоположного направления, не будет отклоняться от нулевого положения, стрелка будет оставаться на нулевом делении шкалы.

Алюминиевая рамка, на которую намотана катушка, служит вместе с тем магнитоиндукционным успокоителем. По отношению к полю постоянного магнита эта рамка пред-

ставляет собой короткозамкнутый виток; сцепленный с ним магнитный поток изменяется при движении катушки. Взаимодействие тока, наводимого в этой рамке, с магнитным полем создает согласно принципу Ленца тормозящую силу. Таким образом в магнитоэлектрическом механизме возникает очень сильное успокоение колебаний.

Магнитное поле магнитоэлектрического прибора создается постоянным магнитом, а не измеряемым током, благодаря чему даже при малых токах можно получить достаточный вращающий момент. Магнитоэлектрические приборы весьма чувствительны. По этой причине чувствительные гальванометры в большинстве случаев изготавливаются магнитоэлектрической системы.

Чувствительность прибора позволяет конструктору дать прибору достаточный запас прочности путем уменьшения рабочей плотности тока в токоведущих частях, поэтому правильно сконструированный магнитоэлектрический прибор достаточно вынослив к перегрузкам. Этому способствует также линейное возрастание вращающего момента прибора с увеличением тока вместо квадратичной зависимости, характерной для большинства остальных систем.

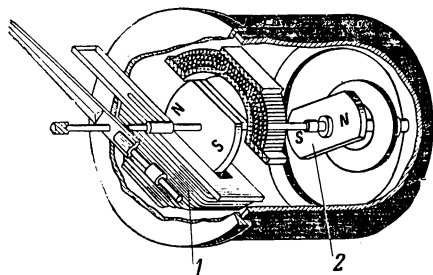


Рис. 13-12. Магнитоэлектрический измерительный механизм с подвижным магнитом.

магнитным полем, внешние магнитные поля мало влияют на их показания.

Вследствие высокой чувствительности собственное потребление энергии магнитоэлектрическими механизмами относительно мало.

Магнитоэлектрические вольтметры снабжаются добавочными сопротивлениями, а амперметры при токах выше 0,1 А — шунтами. Замена шунтов и добавочных сопротивлений дает возможность использовать один и тот же механизм для измерения самых различных токов и напряжений.

Магнитоэлектрические приборы применяются для всех лабораторных и промышленных измерений при постоянном токе. Кроме того, магнитоэлектрические механизмы применяются в большинстве устройств для электрических измерений неэлектрических величин.

В приборах магнитоэлектрической системы с подвижным магнитом (рис. 13-12) вращающий момент создается воздействием на подвижный магнит магнитного поля измеряемого тока, проходящего по неподвижной катушке 1. В них нет пружины. Ее заменяет направляющая сила неподвижного постоянного магнита 2. Приборы эти просты по устройству, весьма устойчивы к перегрузкам и дешевы, но точность их низка из-за влияния гистерезиса.

Они используются в качестве дешевых приборов для ориентировочных измерений, например на щитках автомобилей.

Магнитоэлектрический измерительный механизм может быть соединен с тем или иным преобразователем, что дает возможность использовать для измерений переменного тока ряд достоинств магнитоэлектрического механизма. Однако метрологические недостатки самих преобразователей, главным образом непостоянство их параметров, существенно снижают точность приборов всех систем, образованных соединением магнитоэлектрического механизма с преобразователем.

Электроизмерительные приборы в выпрямительной системе (часто называемой также детекторной) представляют собой сочетание магнитоэлектрического измерительного механизма с полупроводниковыми меднозакисными или кремниевыми вентилями (§ 11-2), причем применяются как однополупериодные (рис. 13-13, а), так и двухполупериодные (рис. 13-13, б и в) схемы выпрямления.

При однополупериодной схеме выпрямления ток проходит через измерительный прибор в течение только одной половины периода, но в таких схемах обычно измерительный механизм *ИМ* и соединенный с ним последовательно вентиль  $B_1$  (рис. 13-13, а) шунтируются вторым вентилем  $B_2$ , включенным в обратном направлении. Это нужно для того, чтобы не нарушать режим работы контролируемой цепи

и чтобы при обратном направлении тока вентиль  $B_1$  не оказался под полным напряжением цепи, так как это может вызвать пробой вентилей. Из числа двухполупериодных схем выпрямления в измерительных приборах в большинстве случаев применяется мостовая схема с четырьмя вентилями (рис. 13-13, б) или с двумя вентилями и двумя сопротивлениями (рис. 13-13, в). При четырех вентилях ток, проходящий через измерительный механизм, вдвое больше, чем при однополупериодном выпрямлении, что соответственно увеличивает чувствительность схемы к току. Недостатком мостовых схем является то, что в них измеряемое напряжение делится между двумя вентилями или между вентилем и резистором. Если это напряжение мало, то создаются неблагоприятные условия для выпрямления, так как при очень низких напряжениях выпрямление существенно ухудшается (§ 11-2).

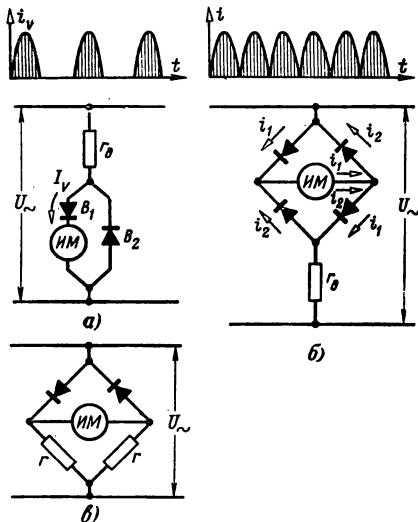


Рис. 13-13. Схемы выпрямительных приборов.

а — однополупериодная с двумя вентилями; б — двухполупериодная с четырьмя вентилями; в — двухполупериодная с двумя вентилями.

Ток, проходящий через измерительный механизм выпрямительного прибора, периодически пульсирует, а так как подвижная часть прибора обладает значительной инерцией и за этими пульсациями успевать не может, то ее отклонение определяется при двухполупериодном выпрямлении средним за период значением вращающего момента магнитоэлектрического измерительного механизма:

$$M_{\text{вр}} = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} wSBi \, dt = wSB \frac{2}{T} \int_0^{T/2} i \, dt = wSBI_{\text{ср}}.$$

Следовательно, выпрямительный прибор измеряет среднее значение тока, проходящего по цепи. Но для измерений в цепях переменного тока он градуируется для действующего значения, если считать, что ток синусоидален и действующее значение его больше среднего в 1,11 раз (§ 5-4). Следовательно, при отступлении кривой переменного тока от синусоиды возникает соответствующая дополнительная погрешность, являющаяся в этом случае погрешностью метода измерения. Так как температурный коэффициент прямого и обратного сопротивлений полупроводникового вентиля отрицателен и относительно велик, то для уменьшения температурных влияний в измерительную цепь выпрямительного прибора вводятся компенсирующие сопротивления, обладающие положительным температурным коэффициентом (рис. 13-13, а).

Форма шкалы выпрямительного прибора равномерная, кроме начальной сжатой части (10—15% шкалы), имеющей квадратичный характер вследствие ухудшения выпрямления при низких напряжениях. Точность этих приборов невысока, не выше класса 1,5, из-за многочисленных источников значительных погрешностей. Основными достоинствами выпрямительных приборов являются: высокая чувствительность — наименьшие измеряемые значения силы тока — примерно 0,2 мА, напряжения — 0,3 В; малое собственное потребление — ток вольтметра 0,5 мА; падение напряжения на амперметре 0,5 В; в определенных пределах малая зависимость показаний от частоты переменного тока. Частотные погрешности этих приборов обусловлены тем, что полупроводниковый вентиль обладает заметной емкостью, которая шунтирует прямое сопротивление вентиля, и часть переменного тока проходит через эту емкость, не выпрямляясь. С ростом частоты емкостная проводимость возрастает, а выпрямленный ток уменьшается. По этой причине для работы при частоте свыше 1 000 Гц в измерительных цепях выпрямительных приборов предусматривается частотная компенсация посредством индуктивностей или емкостей. Для частот свыше 20 кГц выпрямительные приборы не применяются. Приборы выпрямительной системы часто применяются в качестве многопредельных универсальных приборов благодаря тому, что их пределы измерений легко изменять. Например, благодаря переключению шунтов и добавочных сопротивлений прибор может иметь 14 пределов измерений переменного тока и (при выключенных вентилях) 14 пределов измерения постоянного

тока (рис. 13-14). Такой прибор имеет две шкалы — сжатую вначале для переменного тока и равномерную для постоянного тока.

Размеры полупроводниковых вентилей весьма малы, что дает возможность разместить их внутри корпуса даже миниатюрного прибора.

Приборы термоэлектрической системы являются соединением магнитоэлектрического измерительного механизма с одним или несколькими термопреобразователями (рис. 13-15). Термопреобразователь обычно состоит из одной или нескольких термопар и подогревателя, через который проходит измеряемый переменный ток. Электродвижущую силу можно считать пропорциональной разности температур между горячими и холодными концами термопары, т. е. перегреву термопары. Перегрев  $\theta$  пропорционален (благодаря тепловой инерции) квадрату действующего значения переменного тока  $I^2$ , поэтому вращающий момент, действующий на подвижную часть измерительного механизма,  $M_{вр} \sim I^2$ , а следовательно, шкала прибора квадратична.

Термопреобразователи делятся на контактные (рис. 13-15, а) и бесконтактные (рис. 13-15, б). В первых горячий слой термопары приваривается или прижимается к нити нагревателя. Во вторых горячий спай отделен от нагревателя каким-либо изоляционным материалом; это дает возможность получить большую э. д. с. посредством последовательного соединения нескольких термопар; с другой стороны, из-за наличия изоляционной прокладки сильно возрастает тепловая инерция прибора. Из-за очень низкого к. п. д. термопреобразователя термоэлектрические приборы малочувствительны и должны работать при высокой температуре нагревателя, их собственное потребление велико, а при перегрузке свыше 50% они разрушаются, так как температура нагревателя возрастает пропорционально квадрату тока. Область измерений, в которой они почти незаменимы, — это измерения переменных токов высокой частоты.

В измерительных системах электромагнитной системы вращающий момент создается воздействием магнитного поля измеряемого тока, проходящего по неподвижной катушке прибора,

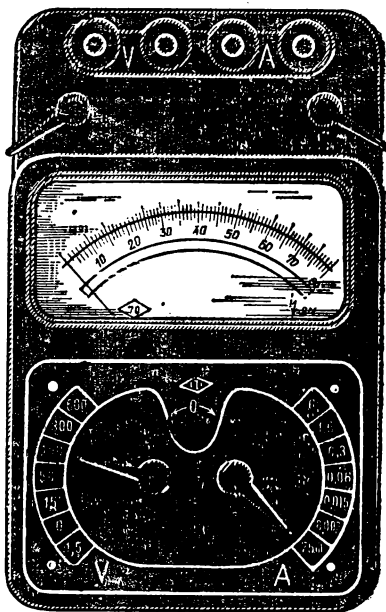


Рис. 13-14. Многопредельный выпрямительный прибор.

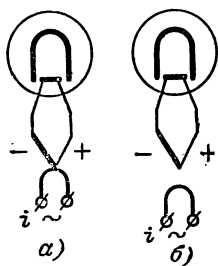


Рис. 13-15. Простейшие схемы термоэлектрических приборов. Слева — контактная схема, справа — бесконтактная схема.

на подвижный ферромагнитный сердечник. Механические силы, возникающие в подобном устройстве, стремятся расположить сердечник так, чтобы магнитный поток был наибольшим (§ 4-7), иными словами, чтобы энергия магнитного поля устройства была возможно больше. В настоящее время широко применяются два типа механизмов этой системы: механизмы с круглой катушкой и механизмы с плоской катушкой.

На рис. 13-16 показан механизм с круглой катушкой. В нем внутри круглой катушки 4 установлены два сердечника из магнитно-мягкой стали: подвижный, укрепленный на оси, 1 и неподвижный 2. Когда по катушке 4 проходит ток, оба сердечника намагничиваются и отталкивание их одноименных полюсов создает вращающий момент, поворачивающий сердечник 1. Противодействующий момент со-

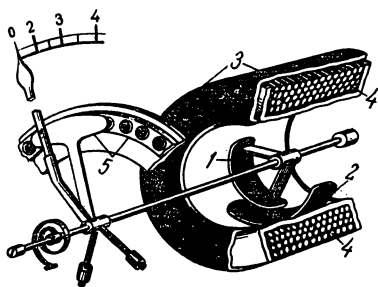


Рис. 13-16. Электромагнитный измерительный механизм с круглой катушкой.

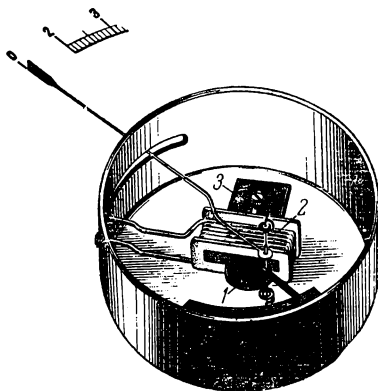


Рис. 13-17. Электромагнитный измерительный механизм с плоской катушкой.

здается спиральной пружиной. Успокоитель в этом механизме — магнитоиндукционный многополюсный 5. Ферромагнитный экран 3, надетый непосредственно на катушку, защищает ее от внешних магнитных полей.

В механизме с плоской катушкой (рис. 13-17) подвижный сердечник 1 втягивается в катушку 2, по которой проходит измеряемый ток. Для усиления магнитного поля и регулирования вращающего момента служит второй неподвижный сердечник 3. Противодействующий момент создается спиральной пружиной; успокоитель в этом механизме — воздушный крыльчатый.

Для защиты от внешних магнитных влияний измерительный механизм со всех сторон закрыт ферромагнитным экраном (на рис. 13-17 верхняя стенка экрана снята).

Вращающий момент электромагнитного механизма может быть определен в общем виде на основании того, что электромагнитная сила равна изменению энергии магнитного поля при перемещении тела (§ 4-12)  $f = dW_M/dx$ , а в случае поворота подвижной части на  $d\alpha$  при плече  $R$  приложения силы

$$dx = R d\alpha,$$



и, следовательно, вращающий момент

$$M_{\text{вр}} = fR = \partial W_{\text{м}} / \partial \alpha.$$

Энергия магнитного поля катушки электромагнитного прибора равна  $LI^2/2$ . При перемещении сердечника индуктивность  $L$  изменяется, что вызывает изменение энергии магнитного поля электромагнитного механизма при повороте подвижной части. Таким образом, вращающий момент у этого механизма

$$M_{\text{вр}} = \partial W_{\text{м}} / \partial \alpha = (I^2/2) \partial L / \partial \alpha.$$

Он пропорционален квадрату силы тока и изменению индуктивности механизма при повороте подвижной части. Зависимость  $dL/d\alpha = F(\alpha)$  не поддается точному расчету, но на характер этой зависимости можно воздействовать соответствующим подбором формы сердечников, их положения в катушке и т. д. Условие равномерности шкалы прибора:

$$M_{\text{вр}} = \text{const } I,$$

т. е. вращающий момент должен быть прямо пропорционален измеряемому току. Следовательно, для электромагнитного механизма

$$I \partial L / \partial \alpha = \text{const.}$$

Оно неосуществимо для начальной части шкалы, так как из него следует, что при  $I \rightarrow 0$  необходимо, чтобы  $dL/d\alpha \rightarrow \infty$ , а это невыполнимо. Однако относительной равномерности можно добиться для большей части шкалы, кроме начальных делений ( $1/5$ — $1/10$  шкалы), которые сильно сжаты.

При изменении направления тока направление момента в приборе не изменяется, следовательно, прибор пригоден как для постоянного, так и для переменного тока. Однако при переменном токе на показаниях прибора могут сказываться потери от гистерезиса и вихревых токов, уменьшающие отклонения. В современных приборах со специальной сталью эта разница незначительна, что позволяет пользоваться одной и той же шкалой как для постоянного, так и для переменного тока.

Количество стали в магнитном поле прибора относительно мало, причем поле возбуждается самим измеряемым током и относительно слабо, так как большая часть пути магнитного потока проходит в воздухе. По этой причине измерительный механизм электромагнитной системы обладает малой чувствительностью, поэтому трудно построить электромагнитный амперметр на малую силу тока (примерно меньше 0,5 А) или вольтметр на малое напряжение (примерно меньше 10 В). Из-за слабости собственного магнитного поля прибор приходится защищать от внешних магнитных влияний. Для этого применяются ферромагнитные экраны (рис. 13-16 и 13-17) или же измерительные механизмы изготавливаются астатическими.

Общий принцип а с т а т и ч е с к о г о у с т р о й с т в а измерительной системы заключается в следующем. Число катушек в механизме удваивается, причем обе катушки в равной мере участвуют в образовании вращающего момента, но их собственные магнитные поля имеют противоположное направление. Всякое внешнее равномерное магнитное поле, усиливая поле одной катушки, на столько же ослабляет поле второй катушки, благодаря чему внешнее поле не может изменить общий вращающий момент измерительного механизма. Астатические системы широко применяются в электротехнике для самых различных целей.

Собственное потребление электромагнитных приборов относительно велико (0,3—1 Вт) в катушке амперметра, а у вольтметра к этой величине нужно прибавить еще потребление мощности в добавочном сопротивлении (в сумме это 3—6 Вт).

Класс точности электромагнитных приборов обычно не выше 1,5, главным образом из-за влияния гистерезиса. Влияние остаточного намагничивания особенно сказывается при измерениях постоянного тока. Однако эти погрешности можно сделать незначительными, если изготовить сердечники из ферромагнетика с ничтожной коэрцитивной силой, в частности из пермаллоя (§ 4-4). Такими сердечниками снабжаются переносные электромагнитные приборы, причем

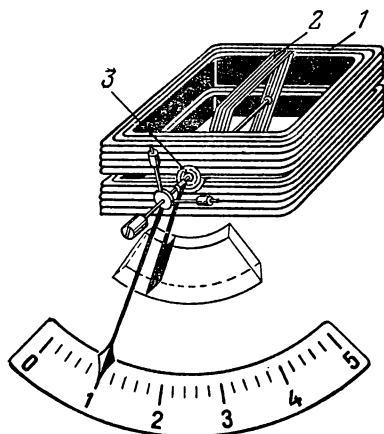


Рис. 13-18. Электродинамический измерительный механизм.

у этих приборов удастся обеспечить класс точности 0,5 и даже 0,2 как для постоянного, так и для переменного тока при частоте не выше 1 500 Гц.

Электромагнитный измерительный механизм обладает рядом ценных свойств. В его подвижную часть ток не подводится, а неподвижную катушку легко выполнить с достаточным запасом сечения меди на случай перегрузок. Приборы этой системы исключительно выносливы к перегрузкам, дешевы и просты по устройству. Электромагнитными приборами измеряют преимущественно переменные напряжения и токи (кроме высокой частоты). Большинство амперметров и вольтметров в про-

мышленных установках переменного тока низкой частоты принадлежит к электромагнитной системе.

В электродинамических измерительных механизмах для создания вращающего момента используется принцип взаимодействия проводников, по которым проходят токи, — два проводника с одинаково направленными токами взаимно притягиваются, с противоположно направленными токами — взаимно отталкиваются. Измерительный механизм этой системы состоит в основном из неподвижной 1 и подвижной 2 катушек (рис. 13-18). Для получения противодействующего момента служат спиральные пружины 3, которые вместе с тем используются для подвода тока в подвижную катушку. Последняя под действием электродинамических сил стремится занять такое положение, при котором направление ее магнитного поля совпадает с направлением поля неподвижной катушки.

Вращающий момент электродинамического измерительного механизма определяем через изменение энергии магнитного поля механизма при повороте подвижной части, т. е. на основании выражения  $M_{вр} = dW_m / d\alpha$ . В электродинамическом механизме энергия магнитного поля изменяется вследствие

изменения положения подвижной катушки, что обуславливает изменение взаимной индуктивности  $M$  катушек. Энергия магнитного поля взаимной индуктивности (§ 4-11)

$$W = I_{\text{под}} I_{\text{неп}} M,$$

где  $I_{\text{под}}$  — ток подвижной катушки,  $I_{\text{неп}}$  — ток неподвижной катушки. Подставив это выражение энергии в общее выражение вращающего момента, получим:

$$M_{\text{вр}} = I_{\text{под}} I_{\text{неп}} \partial M / \partial \alpha. \quad (13-3)$$

На характер зависимости взаимной индуктивности от положения подвижной катушки можно воздействовать путем изменения формы катушек, их начального положения и т. д.

То обстоятельство, что в приборе имеются две катушки, позволяет существенно расширить область применения этого механизма. В зависимости от назначения прибора изменяется и характер его шкалы.

В вольтметре обе катушки имеют большое число витков, снабжаются добавочным сопротивлением и в большинстве случаев соединяются между собой последовательно (рис. 13-19). Таким образом, в электродинамическом вольтметре

$$I_{\text{под}} = I_{\text{неп}} = U / r_v,$$

где  $U$  — измеряемое напряжение;  $r_v = r_k + r_d$  — общее сопротивление измерительной цепи вольтметра, складывающееся из сопротивления двух катушек  $r_k$  и добавочного сопротивления  $r_d$ . Подставив эти выражения токов в (13-3), получим:

$$M_{\text{вр}v} = (U^2 / r_v^2) \partial M / \partial \alpha. \quad (13-4)$$

Следовательно, квадратичный характер шкалы в вольтметре приходится исправлять посредством воздействия на зависимость  $M = F(\alpha)$ . В начале шкалы деления ее неизбежно сильно сжаты по тем же причинам, что и для электромагнитного механизма.

В электродинамических амперметрах на силу тока до 0,5 А подвижная и неподвижная катушки соединяются последовательно. При большей номинальной силе тока через подвижную катушку пропускается только определенная часть измеряемого тока  $I$ , т. е.  $I_{\text{под}} = kI$ , при этом  $I_{\text{неп}} = I$  и, следовательно,

$$M_{\text{вр}A} = kI^2 \partial M / \partial \alpha,$$

т. е. вращающий момент в амперметре так же квадратичен, как и в вольтметре.

В ваттметре через неподвижную катушку проходит ток  $I$  контролируемой установки, следовательно,  $I_{\text{неп}} = I$ . На цепь подвижной

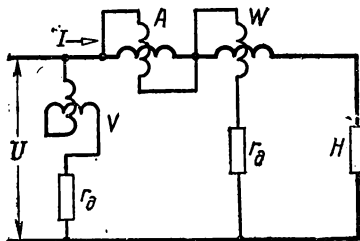


Рис. 13-19. Схема соединений катушек электродинамического прибора в вольтметре V, амперметре A и ваттметре W.

катушки воздействует напряжение этой установки, следовательно,  $I_{\text{под}} = U/r_{wV}$ , где  $r_{wV}$  — общее сопротивление цепи напряжения (параллельной цепи) ваттметра. Подставляя в выражение (13-3) значения токов катушек и учитывая, что  $UI = P$ , т. е. мощности контролируемой установки, получаем:

$$M_{wV} = (1/r_{wV}) P \partial M / \partial \alpha, \quad (13-5)$$

следовательно, в отличие от вольтметра и амперметра вращающий момент ваттметра находится в линейной зависимости от измеряемой величины мощности. Для того чтобы шкала ваттметра была равномерна, нужно лишь выполнить условие  $M = k_M \alpha$ , где  $k_M$  — постоянная, и тогда  $dM/d\alpha = \text{const}$ . Практически это условие осуществляется при конструировании ваттметра относительно легко, благодаря чему большинство ваттметров имеет равномерную шкалу.

Выражение (13-5) получено для постоянного тока, при переменном токе оно справедливо для мгновенной мощности  $p$ . Но в этом случае вследствие инерции подвижной части отклонение будет определяться средним значением момента за период, следовательно,

$$M_{wV} \sim \frac{1}{T} \int_0^T \frac{1}{r_{wV}} p \frac{\partial M}{\partial \alpha} dt = \frac{1}{r_{wV}} \frac{\partial M}{\partial \alpha} \frac{1}{T} \int_0^T p dt,$$

причем

$$\frac{1}{T} \int_0^T p dt = P$$

— активной мощности переменного тока. На основании этого при переменном токе среднее значение вращающего момента ваттметра будет:

$$M_{wV} \sim \frac{1}{r_{wV}} \frac{\partial M}{\partial \alpha} P, \quad (13-6)$$

т. е. по форме оно аналогично выражению вращающего момента при постоянном токе.

Таким образом, электродинамические приборы пригодны и для постоянного, и для переменного токов, причем шкала у приборов для обоих родов тока одна и та же.

В электродинамическом приборе измеряемые токи возбуждают магнитное поле в воздухе, из-за чего оно относительно слабо, и для получения достаточного вращающего момента необходимо, чтобы катушки измерительного механизма имели значительное число витков. Вследствие этого собственное потребление энергии прибором относительно велико. Слабость поля обуславливает чувствительность прибора к внешним магнитным влияниям («магнитобоязнь»); для защиты от этих влияний приборы снабжаются экранами или аstaticкими механизмами. Из-за наличия подвода тока в подвижную часть и плохих условий охлаждения (теплоотдача через слой воздуха) электродинамические механизмы не допускают сколько-

нибудь значительной перегрузки (в особенности амперметры). Наконец, приборы этой системы дороги.

Однако благодаря отсутствию в магнитном поле стали — нелинейного элемента — электродинамический прибор может быть изготовлен весьма точным, класса 0,2 и даже 0,1.

Достоинства и недостатки электродинамических механизмов определяют область их применения — лабораторные и контрольные измерения переменного тока, главным образом измерения мощности. В большинстве случаев переносные ваттметры изготавливаются электродинамической системы.

Недостатки электродинамических механизмов — чувствительность к внешним магнитным влияниям, слабость вращающего мо-

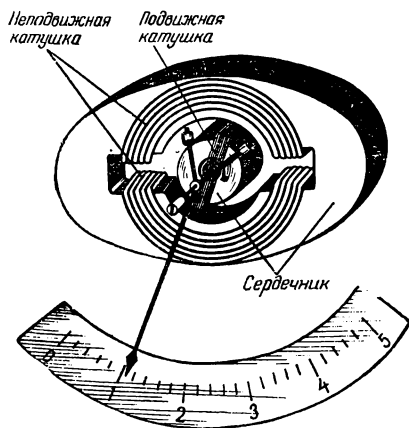


Рис. 13-20. Ферродинамический измерительный механизм.

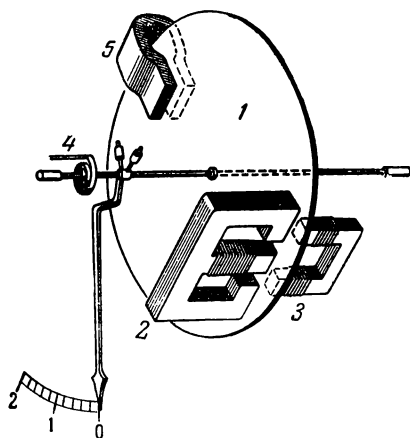


Рис. 13-21. Индукционный измерительный механизм ваттметра.

мента и малая устойчивость к перегрузкам — могут быть устранены посредством применения в механизме ферромагнитного магнитопровода. Электродинамические приборы с таким магнитопроводом носят название **ферродинамических** (рис. 13-20). Однако применение стали существенно уменьшает точность прибора вследствие влияния гистерезиса и вихревых токов. По этим причинам ферродинамические приборы для точных измерений малопригодны. Они применяются главным образом в качестве щитовых ваттметров и самопишущих приборов.

**Индукционная измерительная система** основана на использовании явления вращающегося магнитного поля. В индукционном измерительном механизме (рис. 13-21) вращающий момент создается воздействием результирующего магнитного поля двух или более электромагнитов (2, 3) на подвижную часть — алюминиевый диск 1, в котором это поле индуцирует вихревые токи. Электромагниты возбуждаются измеряемыми переменными токами. Взаимодействие индуцированных токов с вращающимся магнитным

полем, их индуктирующим, создает вращающий момент, заставляющий диск поворачиваться по направлению вращения поля. В стрелочных индукционных приборах противодействующий момент создается спиральной пружиной 4. Для успокоения используется воздействие магнитного поля постоянного магнита 5 на диск подвижной части.

В течение многих лет индукционный ваттметр являлся в СССР основным типом щитового ваттметра; вскоре после Отечественной войны он был снят с производства и заменен более точным ферродинамическим ваттметром. Для счетчиков переменного тока применяются только индукционные измерительные механизмы. По этой причине теорию индукционного механизма мы рассмотрим при изучении индукционного счетчика (§ 13-9).

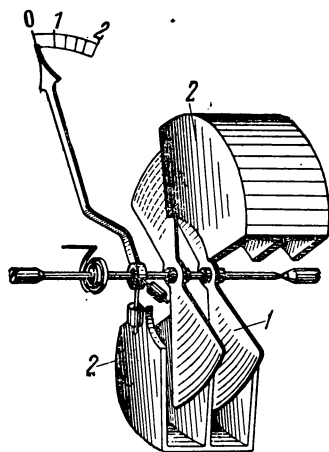


Рис. 13-22. Электростатический измерительный механизм вольтметра для высокого напряжения.

В вольтметрах электростатической системы вращающий момент создается электростатическими силами взаимодействия заряженных проводников.

Измеряемое напряжение возбуждает электрическое поле между системами неподвижных 2 и подвижных 1 пластин прибора (рис. 13-22). Возникающие при этом электростатические силы притяжения создают вращающий момент. Противодействующий момент создается пружиной.

Изменение знака напряжения не изменяет знака вращающего момента, следовательно, электростатический вольтметр пригоден для измерения постоянного и переменного напряжений. В ряде случаев весьма существенным преимуществом прибора является то, что он практически не потребляет энергии. Однако при низких напряжениях вращающий момент в приборе весьма мал, приходится увеличивать число пластин и вместо установки на кернах подвешивать подвижную часть на нити.

Электростатические вольтметры применяются преимущественно в лабораториях для измерений на объектах малой мощности и для непосредственного измерения высоких напряжений.

Тепловая система основана на использовании для отклонения подвижной части удлинения металлической нити, нагреваемой измеряемым током.

Достоинством этого принципа измерения является независимость показаний приборов от частоты и формы кривой переменного тока. Однако теми же достоинствами обладают термоэлектрические приборы. Кроме того, тепловые приборы плохо выносят перегрузки, неточны вследствие чувствительности к температурным влияниям и потребляют относительно много энергии. По всем этим причинам

тепловые приборы применяются редко — лишь для измерения токов высокой частоты.

Прочие системы приборов применяются для измерения немногих величин (например, вибрационный принцип только для измерения частоты) и будут частично описаны ниже.

Выбор системы прибора зависит от предъявляемых метрологических, эксплуатационных и производственных требований. Если по условиям эксплуатации для измерения переменных токов и напряжений требуются устойчивые к перегрузкам и дешевые приборы, то применяется электромагнитная система. Если требуются точные приборы, следует иметь в виду, что классы точности 0,1 и 0,2 при постоянном токе обеспечивают лишь магнитоэлектрические приборы, а при переменном токе — класс 0,2 — электродинамические приборы. Электромагнитные приборы, снабженные сердечником из пермаллоя, могут обеспечить класс 0,5 (0,2 при установке на растяжках), ферродинамические приборы имеют точность не выше класса 1,0, а выпрямительные — класса 1,5. Для измерения мощности используются электродинамическая и ферродинамическая системы.

При повышенных частотах (до 1 000 Гц) могут применяться электродинамические, электромагнитные с сердечниками из пермаллоя и ферродинамические приборы; при частотах до 10—20 кГц — выпрямительные приборы; наконец, при более высоких частотах (до нескольких мегагерц) — термоэлектрические приборы. Ввиду относительной сложности устройств мы особо рассмотрим электронные приборы.

### 13-8. ЛОГОМЕТРЫ

Отклонение подвижной части у большинства электроизмерительных механизмов является некоторой функцией тока, проходящего через их катушки. Но в тех случаях, когда механизм должен служить для измерения величины, не являющейся прямой функцией тока (сопротивления, сдвига фаз, частоты, давления, температуры и т. д.), необходимо сделать результирующий вращающий момент зависящим от величины, подлежащей измерению, и не зависящим от напряжения источника энергии. Однако согласно закону Ома сила тока пропорциональна напряжению, а ей пропорционален вращающий момент. Вследствие этого показание прибора, приспособляемого для измерения величины  $x$ , становится зависимым от двух переменных — измеряемой величины  $x$  и напряжения  $U$  источника энергии; изменение напряжения является причиной соответствующей погрешности при измерении  $x$ .

Чтобы устранить влияния изменений напряжения на показания подобного прибора, можно выполнять измерение только при одном определенном значении напряжения. Но удобнее для таких измерений применять механизм, отклонение подвижной части которого определяется отношением токов в двух его обмотках и может быть сделано не зависящим от напряжения. Приборы, построенные по этому общему принципу, носят название л о г о м е т р о в — от

греческого слова логос (λόγος) — отношение. Логометрические механизмы могут быть построены любой электроизмерительной системы. Характерной особенностью всех таких механизмов является отсутствие механического противодействующего момента, создаваемого закручиванием пружин или растяжек.

В качестве простого примера рассмотрим работу магнитоэлектрического логометра с эллипсовидным сечением сердечника.

Подвижная часть такого механизма отличается от обычного механизма с механическим противодействующим моментом тем, что она состоит из двух катушек 1 и 2 (рис. 13-23), укрепленных на общей оси и жестко скрепленных между собой под некоторым углом. Ток в эти катушки подводится через три мягкие серебряные

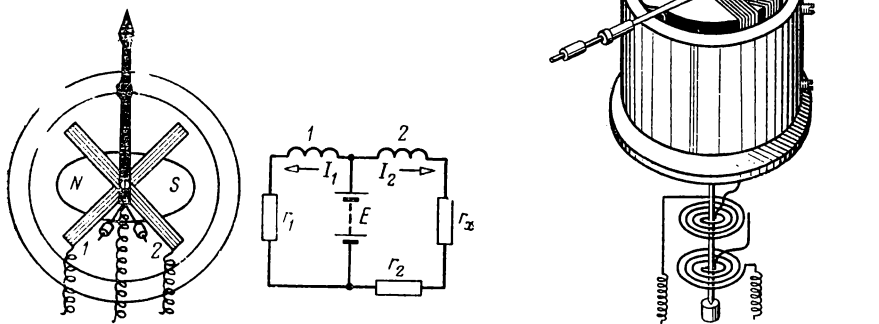


Рис. 13-23. Схемы устройства магнитоэлектрического логометра и включения его подвижных катушек 1 и 2 для измерения сопротивления  $r_x$ . Справа механизм магнитоэлектрического логометра с внутрирамочным цилиндрическим магнитом.

спирали, не создающие при закручивании механического момента. Одна из этих спиралей является общей для цепей токов обеих катушек (рис. 13-23). Если подвижная часть прибора достаточно хорошо уравновешена, то при отсутствии токов она будет находиться в состоянии безразличного равновесия — стрелка может стоять на любом делении шкалы прибора.

Когда цепи токов обеих катушек замкнуты, то на подвижную часть воздействуют два вращающихся момента, противоположных по направлению, создаваемых воздействием поля постоянного магнита на токи в катушках (§ 13-7):

$$M_{вр1} = w_1 S B_1 I_1 \text{ и } M_{вр2} = w_2 S B_2 I_2,$$

где  $w_1$  и  $w_2$  — число витков подвижных катушек;  $B_1$  и  $B_2$  — индукции в тех местах поля постоянного магнита, где находится данная катушка;  $I_1$  и  $I_2$  — силы токов в катушках;  $S$  — их одинаковое сечение.

Предположим, что  $M_{вр1} > M_{вр2}$ . Под действием большего по величине момента подвижная часть поворачивается, но при этом ка-



тушка, ток которой создает больший момент, перемещается в более разреженное магнитное поле, следовательно, индукция  $B_1$  убывает. Одновременно катушка, ток которой создает меньший момент, входит в более густую часть магнитного поля, где воздушный промежуток в магнитопроводе меньше, следовательно, индукция  $B_2$  возрастает. Таким образом, по мере поворота подвижной части более сильный вращающий момент убывает, а более слабый возрастает. Следовательно, при некотором определенном положении подвижной части должно установиться равновесие моментов:

$$M_{вр1} = M_{вр2}.$$

На схеме (рис. 13-23) логометр приспособлен для измерения сопротивлений. Здесь  $E$  — источник электроэнергии, по отношению к которому катушки прибора соединены между собой параллельно;  $r_1$  — сопротивление цепи первой катушки, постоянное по величине;  $r_2$  — смонтированная внутри прибора часть сопротивления цепи второй катушки, а  $r_x$  — измеряемое сопротивление, находящееся вне прибора и замыкающее цепь второй катушки. Токи в катушках

$$I_1 = E/r_1; \quad I_2 = E/(r_2 + r_x),$$

и при установившемся отклонении подвижной части, когда

$$M_{вр1} = M_{вр2}, \\ w_1 B_1 / r_1 = w_2 B_2 / (r_2 + r_x)$$

или

$$r_x = r_1 (w_2 / w_1) (B_2 / B_1) - r_2.$$

Отношение  $B_2 / B_1$  определяется конструкцией магнитной цепи прибора и является некоторой определенной функцией  $\alpha$  — положения подвижной части. Следовательно, определенному значению измеряемого сопротивления  $r_x$  соответствует определенное положение подвижной части логометра, от э. д. с.  $E$  это положение не зависит.

В действительности неизбежно наличие некоторого механического момента — от неполной уравновешенности подвижной части и от закручивания токоподводящих спиралек. Будем считать, что в общем случае вращающие моменты обеих катушек пропорциональны напряжению в степени  $n$ , причем один из них является некоторой функцией измеряемой величины  $x$  и оба момента зависят от положения  $\alpha$  подвижной части, но эта зависимость обязательно различная:  $F_1(\alpha)$  и  $F_2(\alpha)$ . Таким образом,

$$M_{вр1} = k_1 U^n F_1(\alpha); \quad M_{вр2} = k_2 U^n F_2(\alpha) f(x).$$

Уравнение равновесия моментов с учетом механического момента

$$M_{вр1} \pm M_{мех} = M_{вр2}$$

или

$$k_1 F(\alpha) \pm M_{мех} / U^n = k_2 F_2(\alpha) f(x). \quad (13-7)$$

Следовательно, наличие механического момента делает показания логометрического механизма зависящими от напряжения  $U$ , причем это влияние величины напряжения тем больше, чем ниже напряжение. На шкале логометрических приборов указываются низший и высший пределы рабочего напряжения; низший определяется условиями механических влияний, а высший — условиями нагревания измерительных цепей прибора.

В ряде случаев нежелательно безразличное положение подвижной части логометра, так как это может привести к ложному отсчету показаний прибора при выключении источника энергии. Например, на самолете логометр может служить уровнемером бензина в баке и при выключении источника энергии показания такого бензиномера могли бы ввести в заблуждение летчика. Чтобы предупредить подобный ложный отсчет, конструкцией логометра предусматривается удаление стрелки за пределы шкалы. Простейшим способом такого удаления стрелки является использование небольшого механического момента, создаваемого неполной уравновешенностью подвижной части.

### 13-9. СЧЕТЧИКИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ

Для учета энергии, получаемой потребителями от электростанции или отдаваемой станцией в сеть, широко применяются счетчики электрической энергии.

Подвижная часть стрелочных приборов под действием измеряемой величины поворачивается на некоторый угол; в счетчиках подвижная

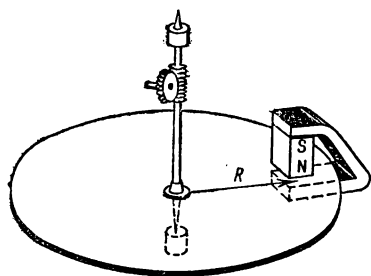


Рис. 13-24. Тормозные диск и магнит счетчика.

часть вращается, причем скорость ее вращения должна быть пропорциональна мощности контролируемого объекта. Вращающий момент в большинстве счетчиков пропорционален мощности; ему противопоставляется тормозящий момент, пропорциональный скорости вращения подвижной части. Он заменяет в счетчике противодействующий момент стрелочных приборов. Для создания тормозящего момента в счетчиках обычно используются устрой-

ства магнитоиндукционного успокоения. На ось подвижной части счетчика насаживается алюминиевый диск, который вращается в поле, возбуждаемом постоянным магнитом (рис. 13-24). Величину этого тормозящего момента можно определить следующим образом: в диске наводится э. д. с., прямо пропорциональная потоку постоянного магнита  $\Phi$  и окружной скорости  $v$  вращения части диска, находящейся между полюсами:

$$E = C_E \Phi v = C_E \Phi 2\pi R n / 60 = C_d \Phi n.$$

Сила тока, создаваемого этой э. д. с. в диске, прямо пропорциональна удельной проводимости  $\gamma$  материала диска:

$$I = kE\gamma.$$

Воздействие поля постоянного магнита на ток в диске создает тормозящий момент, прямо пропорциональный силе тока и потоку:

$$M_{\text{тор}} = k_1 I \Phi,$$

или, подставив выражение силы тока и э. д. с., получим:

$$M_{\text{тор}} = k_2 R \gamma \Phi^2 n = k_{\text{тор}} n. \quad (13-8)$$

Таким образом, тормозящий момент прямо пропорционален частоте вращения диска  $n$ , об/мин, что требуется для работы счетчика.

Вращающий момент движущего элемента счетчика должен быть прямо пропорционален мощности:

$$M_{\text{вр}} = k_{\text{вр}} P.$$

Этот момент при установившейся частоте вращения подвижной части должен быть равен тормозящему моменту, следовательно,

$$M_{\text{вр}} = M_{\text{тор}},$$

или, подставив выражения этих моментов, найдем:

$$P = k_{\text{тор}} n / k_{\text{вр}}.$$

Проинтегрировав это выражение по времени, получим:

$$\int_{t_1}^{t_2} P dt = \frac{k_{\text{тор}}}{k_{\text{вр}}} \int_{t_1}^{t_2} n dt = \frac{k_{\text{тор}}}{k_{\text{вр}}} N,$$

где  $N$  — суммарное число оборотов подвижной части за время  $t_2 - t_1$ .

Величина  $\int_{t_1}^{t_2} P dt = W$  есть электрическая энергия, израсходованная в контролируемой цепи за тот же промежуток времени  $t_2 - t_1$ . Таким образом,

$$W = k_{\text{тор}} N / k_{\text{вр}} = C_{\text{сч}} N,$$

где  $C_{\text{сч}}$  величина, называемая постоянной счетчика. Это коэффициент, на который нужно умножить  $N$  — число оборотов счетчика, чтобы определить энергию, израсходованную за время  $t_2 - t_1 = t$ , иными словами, постоянная счетчика равна количеству энергии, которое должно пройти через счетчик, чтобы вызвать один оборот его подвижной части.

Число оборотов подвижной части  $N$  регистрирует счетный механизм, соединенный с осью счетчика посредством червячной передачи. Передаточное число между осью и счетным механизмом выбирается так, чтобы счетный механизм показывал непосредственно киловатт-часы, а не число оборотов подвижной части.

В современных счетчиках применяются измерительные механизмы индукционной, электродинамической, ферродинамической, магнитоэлектрической и электролитической систем. Но для измерения энергии переменного тока служат только индукционные счетчики, счетчики электродинамической и ферродинамической систем применяются только в установках постоянного тока, например на транспорте; магнитоэлектрические и электролитические счетчики применяются лишь для специальных измерений, например в качестве счетчиков ампер-часов аккумуляторных батарей.

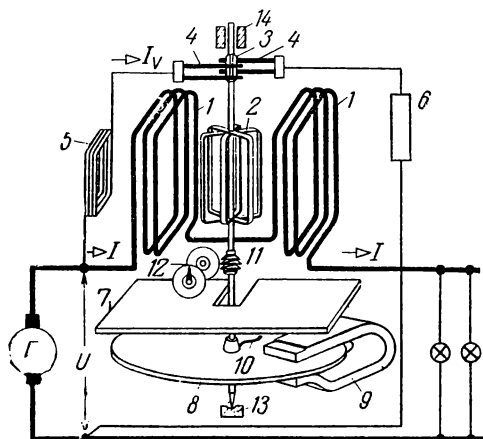


Рис. 13-25. Схема устройства электродинамического счетчика.

(параллельную цепь). Первую образуют неподвижные катушки 1, через которые проходит ток  $I$  контролируемой установки. Этот ток возбуждает главное магнитное поле счетчика и, следовательно, основной магнитный поток движущего элемента счетчика

$$\Phi = k_{\Phi} I,$$

где  $k_{\Phi}$  — постоянный коэффициент.

На оси подвижной части прибора укреплены три катушки 2 якоря счетчика, их концы присоединены к укрепленным на оси изолированным друг от друга пластинам коллектора 3. По коллектору скользят щетки 4, через которые ток  $I_{\text{я}} = I_V$  и поступает в катушки якоря. Электродинамическая сила воздействия главного магнитного поля на катушки с токами якоря заставляет катушки поворачиваться вокруг оси, а наличие коллектора обеспечивает непрерывность вращения якоря — коллектор и щетки изменяют направление тока в катушке, когда она приближается к положению, в котором направление ее магнитного поля совпадает с направлением главного поля (рис. 13-26). В цепь якоря (рис. 13-25) включен резистор 6 — это большое добавочное сопротивление  $r_{\text{д}}$ , и так как цепь якоря находится под напряже-

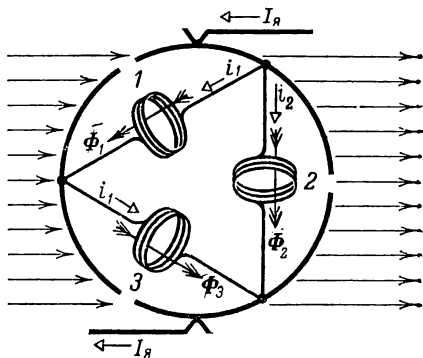


Рис. 13-26. Схема действия коллектора электродинамического счетчика.

нием  $U$  контролируемой установки, то сила тока в якоре

$$I_{\text{я}} = (U - E_{\text{я}}) / (r_{\text{я}} + r_{\text{п}}),$$

где  $E_{\text{я}}$  — э. д. с., индуцируемая в катушках якоря при их вращении в магнитном поле;  $r_{\text{я}}$  — сопротивление якоря. Счетчик рассчитывается так, чтобы э. д. с.  $E_{\text{я}} \ll U$  и ею можно было пренебречь и считать, что

$$I_{\text{я}} = k_U U.$$

Счетчик является электродинамическим механизмом, следовательно, его вращающий момент пропорционален произведению токов подвижной и неподвижной катушек  $I \cdot I_{\text{я}} \partial M / \partial \alpha$  или

$$M_{\text{вр}} = k_{\text{вр}} U I = k_{\text{вр}} P,$$

где  $k_{\text{вр}}$  — постоянный коэффициент пропорциональности.

Отметим, что при вращении якоря этот момент периодически изменяется (пульсирует) из-за относительного перемещения катушек, но мы рассматриваем его среднее за оборот значение.

Для получения тормозящего момента в счетчике использовано магнитоиндукционное торможение: поле постоянного магнита 9 (см. рис. 13-25) воздействует на насаженный на ось счетчика тормозной алюминиевый диск 8. Катушки защищены от постоянного магнита экраном 7. Следовательно, в счетчике создается тормозящий момент, прямо пропорциональный частоте вращения (об/мин) якоря счетчика:

$$M_{\text{тор}} = k_2 R \gamma \Phi^2 n = k_{\text{тор}} n,$$

где  $k_{\text{тор}}$  — постоянный при данном положении магнита (при данном  $R$ ) коэффициент.

Таким образом, в счетчике осуществлены оба условия, обеспечивающие прямую пропорциональность между частотой вращения оси счетчика и количеством энергии, прошедшей через счетчик.

В схеме устройства счетчика можно отметить несколько второстепенных деталей, служащих для повышения точности работы счетчика. На чувствительность и точность счетчика может заметно влиять трение в счетном механизме (11 и 12) щеток о коллектор и в подпятниках 13 и 14. Особенно существенно с н и ж е н и е ч у в с т в и т е л ь н о с т и, вызываемое трением; из-за него при малых нагрузках счетчик не будет вращаться, т. е. не будет учитываться потребляемая энергия. Чтобы предупредить это, все счетчики снабжаются компенсаторами трения. В электродинамическом счетчике компенсатором трения служит небольшая катушка 5, включенная последовательно в цепь якоря. Магнитное поле этой катушки воздействует на обтекаемый ток  $I_{\text{я}}$  якоря и создает соответствующий вращающий момент, пропорциональный произведению токов катушки и якоря. Так как это один и тот же ток  $I_{\text{я}} = k_U U$ , то, следовательно, в с п о м о г а т е л ь н ы й в р а щ а ю щ и й м о м е н т

$$M_{\text{всп}} = k_{\text{всп}} U^2.$$

Этот момент счетчика не зависит от нагрузки. Он должен уравнивать момент сил трения  $M_{тр}$ , т. е. желательно, чтобы

$$M_{всп} = M_{тр}.$$

Таким образом, полное уравнение моментов счетчика будет:

$$M_{вр} + M_{всп} = M_{тор} + M_{тр}.$$

Однако наличие постоянного момента  $M_{всп}$ , не зависящего от нагрузки, создает опасность самохода счетчика — без-

остановочного вращения якоря при отсутствии нагрузки. Самоход может возникнуть из-за увеличения  $M_{всп}$  вследствие повышения напряжения  $U$ , например в дневные часы в осветительных сетях, когда потеря напряжения в них мала, или же из-за уменьшения  $M_{тр}$ , например вследствие вибраций стены, на которой укреплен счетчик.

Для предупреждения самохода счетчик снабжается тормозным крючком 10 — это кусок стальной проволоки, припаянный к оси счетчика или к диску и притягиваемый тормозным магнитом 9. Эту силу притяжения вспомогательный момент не может преодолеть.

Но если диск счетчика начал вращаться, то притяжение тормозного крючка не изменяет величину среднего вращающего момента счетчика, так как в течение полуоборота это притяжение замедляет вращение диска, в течение другой половины оборота его ускоряет.

Для регулирования частоты вращения счетчика используется перестановка тормозного магнита (изменение  $R$ ), а для регулирования чувствительности изменяется положение катушки компенсатора трения.

Электродинамический счетчик в принципе пригоден и для переменного тока, но выгоднее применять для переменного тока более простой, дешевый, выносливый к перегрузкам индукционный счетчик.

Схема устройства однофазного индукционного счетчика показана на рис. 13-27. По существу — это миниатюрный асинхронный двигатель (§ 6-11), в котором вращающееся магнитное поле неправильной формы (не круговое) индуцирует в алюминиевом диске вихревые токи. Взаимодействие последних с вращающимся магнитным полем создает вращающий момент, заставляющий диск

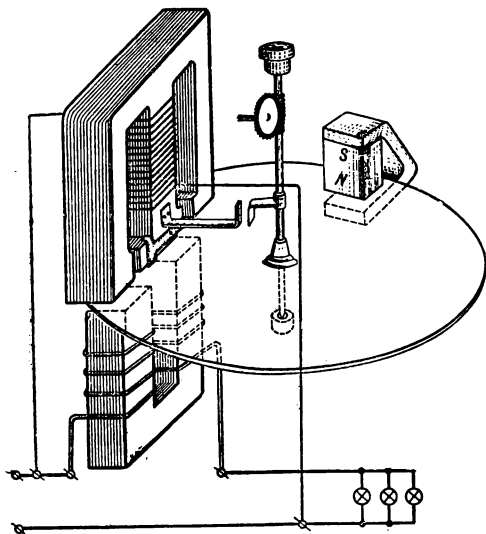


Рис. 13-27. Схема устройства индукционного счетчика.

вращаться вслед за полем. Тормозной момент создается воздействием поля постоянного магнита на тот же алюминиевый диск счетчика.

Так же как в индукционном стрелочном приборе, в индукционном счетчике алюминиевый диск пронизывают не менее чем два переменных магнитных потока, при этом вращающий момент создается взаимодействием одного переменного потока с током, индуцируемым в диске другим переменным потоком счетчика. При наличии только одного переменного потока диск счетчика безостановочно вращаться не может (§ 14-18).

Чтобы получить в общей форме выражение вращающего момента приборов индукционной системы, рассмотрим условия, когда с подвижной частью — диском сцеплены два переменных магнитных потока  $\Phi_1 = \Phi_{1m} \sin \omega t$  и  $\Phi_2 = \Phi_{2m} \times \sin (\omega t - \psi)$  (рис. 13-28). Они индуцируют в диске э. д. с., каждая из которых отстает по фазе от индуцирующего ее потока на четверть периода:

$$e_1 = -d\Phi_1/dt = -\omega\Phi_{1m} \cos \omega t;$$

$$e_2 = -d\Phi_2/dt = -\omega\Phi_{2m} \cos (\omega t - \psi).$$

Эти э. д. с. создают в диске соответствующие токи.

Исследуя общий характер процесса, мы можем пренебречь для условий промышленной частоты 50 Гц индуктивным сопротивлением на пути вихревых токов в диске и будем считать их совпадающими по фазе с э. д. с.:

$$i_1 = e_1/r_{д1} = -(\omega/r_{д1}) \Phi_{1m} \cos \omega t;$$

$$i_2 = e_2/r_{д2} = -(\omega/r_{д2}) \Phi_{2m} \cos (\omega t - \psi),$$

где  $r_{д1}$ ,  $r_{д2}$  — активные сопротивления на пути соответствующего вихревого тока.

Фактический расчет этих сопротивлений представляет собой сложную задачу.

Сила взаимодействия каждого из магнитных потоков с током, индуцируемым вторым потоком, определяется законом электромагнитной силы  $f = B i l$  (§ 4-7). Заменяя магнитные индукции через пропорциональные им магнитные потоки, мы можем две силы, действующие на подвижную часть, выразить в следующей форме:

$$f_1 = k_1 \Phi_1 i_2 \quad \text{и} \quad f_2 = k_2 \Phi_2 i_1,$$

где  $k_1$  и  $k_2$  — постоянные коэффициенты, посредством которых учитываются геометрические условия механизма.

Эти силы при одинаковом направлении потоков и токов имеют противоположное направление, поэтому среднее значение вращающего момента можно определить, проинтегрировав за период  $T$  произведение разности сил  $f_2 - f_1$  на плечо приложения  $R$ :

$$M_{вп} = \frac{1}{T} \int_0^T (f_2 - f_1) R dt = \frac{\omega R}{T} \Phi_{1m} \Phi_{2m} \left[ -\frac{k_2}{r_{д2}} \int_0^T \sin (\omega t - \psi) \cos \omega t dt + \right. \\ \left. + \frac{k_1}{r_{д1}} \int_0^T \sin \omega t \cos (\omega t - \psi) dt \right].$$

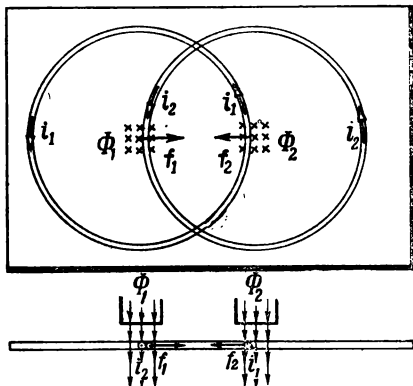


Рис. 13-28. Схема воздействия двух переменных магнитных потоков на проводящий диск.

Воспользуемся тем, что

$$\int_0^T \sin \omega t \cos \omega t dt = \int_0^T \frac{\sin 2\omega t}{2} dt = 0;$$

$$\int_0^T \cos^2 \omega t dt = \frac{T}{2}; \quad \int_0^T \sin^2 \omega t dt = \frac{T}{2},$$

и, выполнив соответствующие простые преобразования, получим:

$$M_{\text{вр}} = \frac{\omega R}{2} \left( \frac{k_1}{r_{\text{д1}}} + \frac{k_2}{r_{\text{д2}}} \right) \Phi_{1m} \Phi_{2m} \sin \psi.$$

Сопротивления  $r_{\text{д1}}$  и  $r_{\text{д2}}$  обратно пропорциональны удельной проводимости  $\gamma$  материала диска (алюминия).

Обозначив  $k_{\text{вр}}$  все постоянные величины в выражении вращающего момента, получим:

$$M_{\text{вр}} = k_{\text{вр}} \omega \gamma \Phi_{1m} \Phi_{2m} \sin \psi. \quad (13-9)$$

Вращающий момент пропорционален угловой частоте  $\omega$ , следовательно, индукционный прибор пригоден для переменного тока одной определенной частоты. Очень существенно, что вращающий момент прямо пропорционален удельной проводимости  $\gamma$  материала диска. Последний изготавливается из алюминия — материала со значительным температурным коэффициентом — около 0,004; следовательно, изменение температуры диска на  $10^\circ\text{C}$  вызывает изменение вращающего момента на 4% и создает соответствующую погрешность в показаниях. Для стрелочных индукционных приборов не существует простых средств компенсации этой температурной погрешности, что делает их приборами весьма низкой точности. Но в счетчиках вращающий и тормозящий моменты в одинаковой степени зависят от сопротивления диска, благодаря чему температурные влияния на показаниях счетчика мало сказываются.

Вращающий момент индукционного прибора (13-9) в счетчике должен быть пропорционален мощности  $P = UI \cos \varphi$ . Для этого необходимо, чтобы один из двух потоков был пропорционален напряжению  $\Phi_{2m} \sim U$ , а второй пропорционален силе тока  $\Phi_{1m} \sim I$ .

Электромагнит цепи напряжения счетчика устроен так, что большая часть пути потока  $\Phi_{2m}$  проходит в сердечнике (рис. 13-27). Поэтому можно считать, что  $U = 4,44 f w_2 \Phi_{2m} = \text{const } \Phi_{2m}$  (§ 8-1).

Электромагнит цепи тока счетчика имеет U-образную форму — поток его примерно половину пути проходит в воздухе. Мгновенное значение потока этого электромагнита можно согласно закону Ома для магнитной цепи выразить следующим образом:

$$\Phi_1 = iw_1 / R_{\text{м.воз}}; \quad (13-10)$$

так как магнитное сопротивление стали незначительно, им можно пренебречь, а все остальные величины в правой части (13-10); кроме силы тока  $i$ , постоянны, то можно считать, что  $\Phi_1 = \text{const } i$  и  $\Phi_{1m} \sim I$ .

Третье необходимое условие для счетчика — его вращающий момент должен быть пропорционален  $\cos \varphi$ . В уравнении вращающего момента (13-9) содержится лишь одна функция сдвига фаз  $\sin \psi$ .

Следовательно, необходимо, чтобы

$$\sin \psi = \cos \varphi \quad \text{или} \quad \psi = \pi/2 - \varphi.$$



Можно считать приближенно, что поток  $\Phi_{1m}$  совпадает по фазе с  $I$ . Руководствуясь векторной диаграммой (рис. 13-29), легко видеть, что угол сдвига фаз между векторами  $\dot{U}$  и  $\dot{\Phi}_{2m}$  должен быть равен  $\pi/2$ , для того чтобы  $\psi = \pi/2 - \varphi$ . Векторная диаграмма катушки со стальным сердечником (см. рис. 8-6) показывает, что сдвиг фаз между  $\dot{U}$  и  $\dot{\Phi}_{2m}$  близок к  $\pi/2$ . В счетчике точное регулирование фазы потока осуществляется посредством воздействия на поток рассеяния, замыкающийся помимо диска.

Момент сил трения в индукционном счетчике существенно меньше, чем в электродинамическом, так как подвижная часть индукционного счетчика значительно легче. Но в обоих счетчиках имеет место

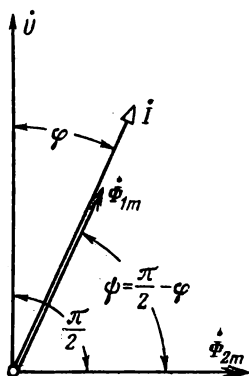


Рис. 13-29. Векторная диаграмма индукционного измерительного механизма.

значительное трение в счетном механизме, поэтому компенсация трения необходима и в индукционном счетчике. Во всех конструкциях индукционных счетчиков для создания вспомогательного момента используется один и тот же общий принцип — нарушение

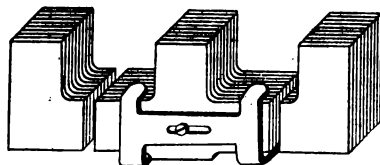


Рис. 13-30. Компенсатор трения в счетчике в виде короткозамкнутого витка на пути рабочего потока.

симметрии в магнитной цепи потока  $\Phi_{2m}$ , пропорционального напряжению  $U$ . Таким образом, осуществляется условие создания вращающего момента индукционным путем — наличие двух переменных магнитных потоков, не совмещенных пространственно и сдвинутых по фазе по отношению друг к другу. В частности, для этой цели на сердечнике электромагнита укрепляется короткозамкнутый виток медной проволоки, охватывающий часть поверхности сердечника. Переменный поток  $\Phi_{2m}$  индуцирует ток в этом витке, а магнитное поле тока витка, накладываясь на основное поле, создает под витком небольшой магнитный поток, сцепленный с диском. Совместно с основным потоком  $\Phi_{2m}$  этот поток создает вспомогательный момент, компенсирующий момент трения.

В соответствии с этим принципом в отечественных счетчиках СО и СО-1 для компенсации трения служит медная рамка, укрепленная на сердечнике электромагнита цепи напряжения (рис. 13-30). Пока эта рамка стоит симметрично по отношению к магнитопроводу, вспомогательный момент не возникает. Смещение рамки в соответствующую сторону вызывает возникновение вспомогательного момента, необходимого для компенсации трения.

Для предупреждения самохода от вспомогательного момента индукционный счетчик снабжается соответствующим приспособлением. В отличие от электродинамического счетчика в индукционном счетчике для антисамоходного приспособления используется не

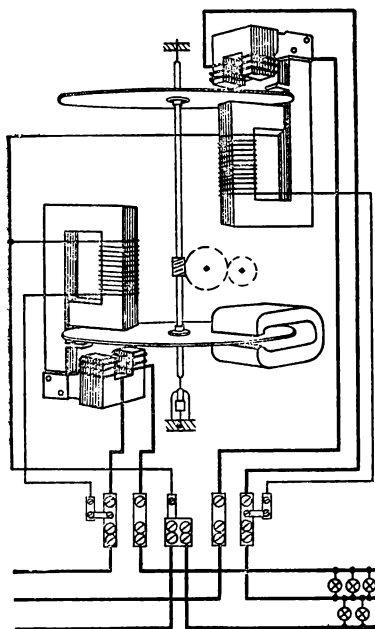


Рис. 13-31. Схема двухэлементного счетчика трехфазного тока.

поток постоянного магнита, а поток рассеяния электромагнита цепи напряжения счетчика. Поэтому при повышении напряжения, когда увеличивается вспомогательный момент, а следовательно, возникает возможность самохода, одновременно возрастает и притяжение между тормозным крючком, укрепленным на оси счетчиком и тормозным флажком — стальной пластиной, прикрепленной к сердечнику электромагнита цепи напряжения (рис. 13-27).

Для учета энергии в трехфазных системах служат счетчики трехфазного тока, в которых два или три движущих элемента индукционных счетчиков воздействуют на общую ось счетчика и через нее на счетный механизм (рис. 13-31). Схемы этих счетчиков соответствуют схемам способа двух ваттметров, или способа трех ваттметров, или некоторым специальным способам измерений.

### 13-10. ОММЕТРЫ

Омметр является прибором для измерения сопротивлений по методу непосредственного отсчета, т. е. прибор снабжен шкалой, градуированной в омах. В большинстве омметров применяется магнитоэлектрический измерительный механизм; в приборах для менее ответственных измерений применяется нормальный магнитоэлектрический механизм, в котором противодействующий момент создается пружинами, а в омметрах для более ответственных измерений применяется магнитоэлектрический логометр.

В омметрах без логометра, предназначенных для измерения больших сопротивлений, применяется последовательное соединение измерительного механизма с измеряемым сопротивлением (рис. 13-32, а). Сила тока через измерительный механизм в таких условиях обратно пропорциональна измеряемому сопротивлению:

$$I = E / (r_x + r_k + r_d),$$

где  $E$  — э. д. с. гальванической батареи или аккумулятора;  $r_x$  — измеряемое сопротивление;  $r_k$  — сопротивление катушки измери-

тельного механизма;  $r_d$  — постоянное добавочное сопротивление, помещенное внутри корпуса прибора.

При условии постоянства э. д. с.  $E$  прибор может быть проградуирован для непосредственного отсчета по его шкале значений измеряемого сопротивления  $r_x$ . При этом шкала сопротивлений будет обратной по отношению к шкале тока через прибор: нулевому значению силы тока будет соответствовать деление шкалы  $r_x = \infty$ , а нулевому значению  $r_x$  — сила тока  $I = E / (r_k + r_d)$ . Для контроля состояния источника энергии электроэнергии прибор снабжен ключом  $K$ , замыкающим накоротко зажимы, служащие для присоединения  $r_x$ . При замыкании контрольного ключа стрелка измерительного механизма должна становиться на нулевое деление шкалы сопротивлений. Шкала у прибора с последовательным соединением сопротивления весьма неравномерна.

Для измерения малых сопротивлений (порядка десятых долей ома) применяется параллельное соединение измерительного механизма с измеряемым сопротивлением (13-32, б). В этом случае сила тока через измерительный механизм

$$I = Er_x / [r_x (r_k + r_d) + r_k r_d].$$

При параллельном соединении нулевому значению сопротивления соответствует нулевое значение тока через измерительный механизм, а при  $r_x = \infty$  сила тока достигает своего наибольшего значения  $I = E / (r_k + r_d)$ . В этом случае прибор имеет прямую шкалу сопротивлений, но также весьма неравномерную; при размыкании контрольного ключа  $K$  стрелка должна останавливаться на деление  $r_x = \infty$ .

Электродвижущая сила  $E$  источника энергии изменяется во времени, поэтому для корректирования работы прибора (в некоторых ограниченных пределах) омметры обоих типов снабжаются регулируемыми магнитными шунтами. Такой шунт представляет собой стальную пластинку, через которую проходит часть магнитного потока постоянного магнита измерительного механизма (рис. 13-33). Положение пластинки по отношению к постоянному магниту можно изменять посредством рукоятки, укрепленной на корпусе прибора. Таким способом регулируется магнитная индукция в воздушном зазоре прибора, а следовательно, и вращающий момент. Замкнув контрольный ключ  $K$ , следует до тех пор регулировать магнитный шунт, пока стрелка не станет на контрольное деление  $r_x = 0$  у омметра с последовательным соединением или  $r_x = \infty$  у омметра с параллельным соединением.

Основной недостаток омметров без логометра, помимо зависимости показаний от значения э. д. с.  $E$ , — малая величина напряжения, при котором производится измерение. Это особенно суще-

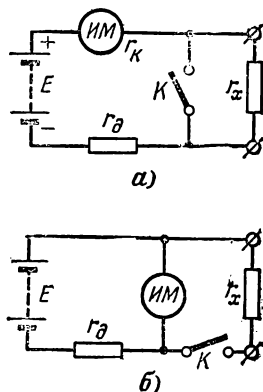


Рис. 13-32. Последовательная и параллельная схемы омметров.

ственно при измерениях сопротивления изоляции. Последнее сильно зависит от напряжения, поэтому измерение сопротивления изоляции должно производиться при напряжении не меньшем, чем рабочее напряжение установки.

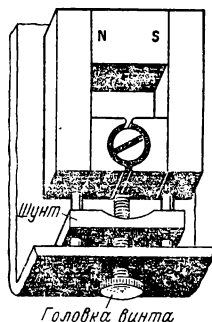


Рис. 13-33. Схема устройства регулируемого магнитного шунта.

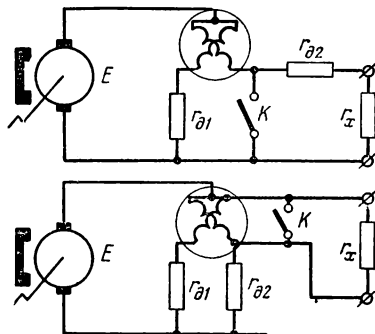


Рис. 13-34. Последовательная и параллельная схемы омметров с логометрическим измерительным механизмом.

Чтобы получить такое напряжение, в качестве источника в омметрах применяются индукторы. Это маленькие магнитоэлектрические генераторы постоянного тока с ручным приводом. Номинальная э. д. с. такого индуктора от 100 до 2 500 В.

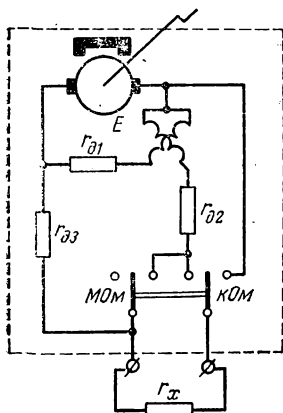


Рис. 13-35. Омметр с переключателем для изменения измерительной схемы.

Повышение напряжения источника электроэнергии увеличивает чувствительность измерения (омметры с индукторами обычно именуются мегомметрами<sup>1</sup> в соответствии с пределами их рабочей шкалы).

Но так как э. д. с. индуктора непостоянна вследствие того, что она пропорциональна частоте вращения якоря, то измерительным механизмом в мегомметрах обычно служит магнитоэлектрический логометр.

Однако омметры с логометром изготавливаются и для питания от сети переменного тока через выпрямитель.

На рис. 13-34 показаны две основные схемы соединений омметра с логометром и индуктором. По существу эти схемы аналогичны двум схемам рис. 13-32. В обеих схемах последовательно с одной из катушек логометра соединяется постоянное сопротивление  $r_{д1}$ . Вторая катушка логометра для измерения больших сопротивлений соединяется через добавочное сопротивление  $r_{д2}$  последовательно

<sup>1</sup> Для измерения очень больших сопротивлений — порядка  $10^{14}$  Ом — применяются электронные тераомметры (1 тераом =  $10^{12}$  Ом).

с измеряемым сопротивлением  $r_x$ , а для измерения малых сопротивлений вторая катушка логометра включается параллельно измеряемому сопротивлению  $r_x$ . При изменении э. д. с.  $E$  индуктора вращающие моменты обеих катушек, направленные в противоположные стороны, изменяются одинаково и отклонение подвижной части не изменяется. Оно зависит лишь от отношения сопротивлений цепей двух катушек прибора. Это дает возможность проградуировать шкалу прибора в единицах сопротивления.

В некоторых омметрах посредством переключателя один и тот же измерительный механизм соединяется последовательно или параллельно с измеряемым сопротивлением (рис. 13-35). Это дает возможность снабдить прибор двумя шкалами — одной для больших сопротивлений (мегомы) и второй для относительно малых сопротивлений (килоомы).

### 13-11. ЧАСТОТОМЕРЫ

Для измерения промышленной и повышенной частот (примерно до 1 000 Гц) применяются приборы прямого отсчета с измерительным механизмом типа логометра. Частотомеры изготавливаются различных систем, но у них цепь одной катушки логометра практически безреактивна и сила тока в ней зависит от напряжения, но не зависит от частоты переменного тока. Цепь другой катушки логометра содержит индуктивность и емкость, поэтому сила тока в ней зависит от напряжения, так же как и сила тока в первой катушке, но, кроме того, сила тока во второй катушке существенно зависит от частоты переменного тока. Таким образом, отношение токов двух катушек логометра зависит от частоты, но не зависит от напряжения установки.

Характерным примером такого стрелочного частотомера является выпрямительный частотомер (рис. 13-36). В нем две катушки  $K_1$  и  $K_2$  магнитоэлектрического логометра включены в диагонали двух выпрямительных мостов  $B_1$  и  $B_2$ . Цепь, питающая мост  $B_1$ , содержит только активное сопротивление  $r$ , поэтому сила тока в катушке  $K_1$  не зависит от частоты. Цепь моста  $B_2$  содержит соединенные последовательно индуктивность  $L$  и емкость  $C$ . При измерении в рабочем диапазоне частот прибора эта цепь находится в условиях восходящей ветви характеристики резонанса напряжений (см. рис. 5-34). В таких условиях небольшое изменение частоты значительно изменяет силу тока в катушке  $K_2$ . В результате положение равновесия подвижной части логометра сильно зависит от измеряемой частоты и не зависит

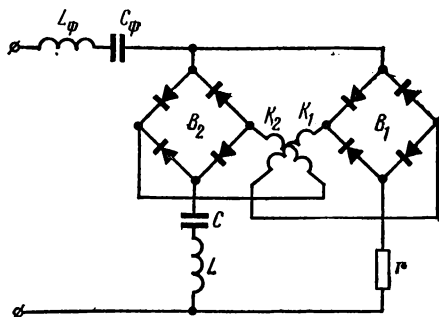


Рис. 13-36. Схема выпрямительного частотомера.

от напряжения контролируемой установки. Таким путем достигается высокая чувствительность прибора к изменениям частоты. Индуктивность  $L_{\phi}$  и емкость  $C_{\phi}$  образуют фильтр, защищающий измерительные цепи от влияния высших гармонических составляющих кривой напряжения, если последнее несинусоидально.

### 13-12. СВЕТОЛУЧЕВОЙ ОСЦИЛЛОГРАФ

Для наблюдения и записи кривых, характеризующих быстро протекающие изменения электрических и неэлектрических величин

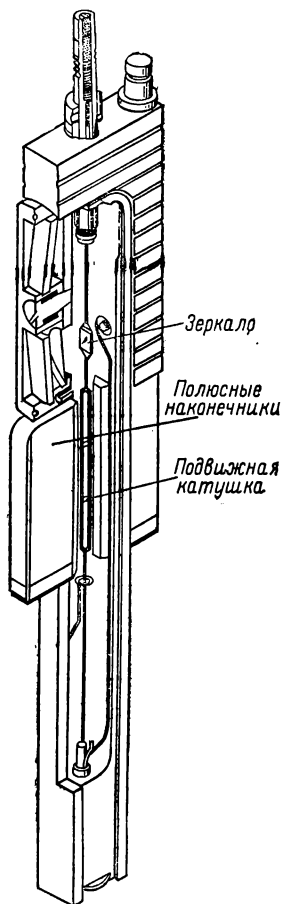


Рис. 13-37. Катушечный вибратор (гальванометр).

(последних — при посредстве измерительных преобразователей, преобразующих неэлектрические величины в функционально зависящие от них электрические величины) при частоте примерно до 10 кГц, широко применяются светолучевые осциллографы. Подобный осциллограф состоит из магнитоэлектрических и электродинамических измерительных механизмов — вибраторов, оптической системы и устройств для фотографирования и визуального наблюдения.

Вибратор по устройству своему является магнитоэлектрическим измерительным механизмом (рис. 13-10), обладающим минимальной инерцией (без сердечника).

Вибраторы изготавливаются катушечными (рис. 13-37) и петлевыми. В недалеком прошлом изготавливались только петлевые вибраторы, но прогресс приборостроительной техники позволил изготавливать легкие подвижные катушки для осциллографов, благодаря чему существенно повысилась чувствительность прибора.

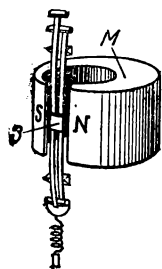


Рис. 13-38. Петлевой вибратор (гальванометр).

В петлевом вибраторе (рис. 13-38) подвижная часть представляет собой петельку из тонкой металлической ленты (бериллиевой бронзы — сплава 85% серебра и 15% меди и т. п.), помещенную между полюсами сильного постоянного магнита  $M$ . Она сильно натянута пружиной и опирается на две изолирующие призмы. К петле прикреплено маленькое зеркальце  $Z$  (например,  $1 \times 0,5$  мм) для светолучевого указателя.

Схема оптической системы (рис. 13-39) сводится к следующему: от яркого источника света  $1$  через оптическую систему линз  $2$ , диа-

фрагм 3 и призм 4 узкий луч света падает на зеркальце 5 подвижной части. В новейших осциллографах таким источником служат ртутные лампы, свет которых особенно сильно действует на фотоэмульсию. Отразившись от этого зеркальца, оптической системой 6 и 8 луч фокусируется в виде светлой точки — «зайчика» на ленте фотографической бумаги или пленки 7. Когда по петле (или катушке) вибратора проходит ток, она под действием электродинамических сил поворачивается. Пропорционально этому повороту смещается зайчик на фотобумаге. При изменениях тока колебания зайчика на подвижной бумаге изобразятся в виде полосы. Чтобы преобразовать эти колебания в кривую зависимости изменений тока от времени, применяется развертка колебаний — лента приводится в движение с равномерной скоростью в направлении, перпендикулярном плоскости

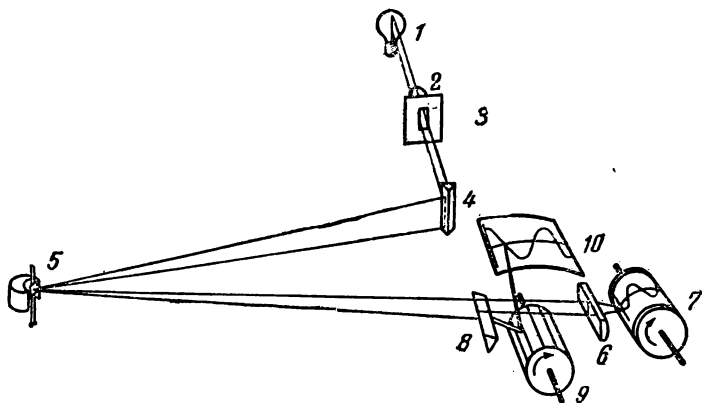


Рис. 13-39. Оптическая система светолучевого осциллографа.

перемещений светового луча. Для протягивания ленты фотобумаги служит небольшой электродвигатель постоянного или переменного тока (синхронный или реже асинхронный).

Большинство осциллографов снабжается приспособлением для непосредственного визуального наблюдения периодических колебаний. С этой целью часть светового луча после отражения от зеркальца вибратора направляется на вращающийся зеркальный многогранник 9, от которого луч отражается на матовый экран 10 и дает изображение в виде световой полосы. Многогранник должен вращаться синхронно с исследуемым процессом, тогда определенной фазе этого периодического процесса в течение каждого его периода будут соответствовать одни и те же углы падения и отражения луча от многогранника, благодаря чему зайчик будет повторно описывать на экране одну и ту же кривую, что сделает ее доступной для визуального наблюдения.

Для одновременного наблюдения и съемки нескольких переменных величин осциллографы снабжаются несколькими вибраторами (до 24 и более). На зеркальце каждого из этих вибраторов направ-

ляется отдельный луч, выделенный из общего луча источника света системой призм и линз. На фотоленте и матовом экране в таком осциллографе получается столько изображений кривых, сколько имеется работающих вибраторов. Чтобы различать изображения на экране, иногда применяются цветные светофильтры, различно окрашивающие световые изображения, даваемые отдельными вибраторами.

Часто удобно ориентировать кривые по отношению к неизменной нулевой линии — оси времени. Чтобы получить ее на экране и фотобумаге, рядом с вибраторами устанавливается неподвижное *нулевое зеркало*. Луч света, отраженный от него, дает на экране при вращении многогранника прямую линию.

Для измерения значительных напряжений вибраторы снабжаются добавочными сопротивлениями, а для измерений токов — шунтами.

У большинства осциллографов вибраторы заменимы, и их следует выбирать в зависимости от конкретных условий и целей исследования.

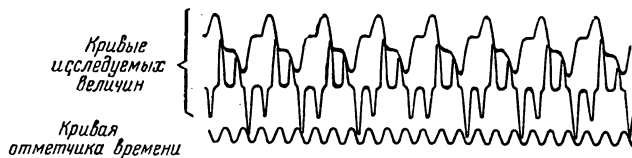


Рис. 13-40. Осциллограмма с записями кривых исследуемого процесса и колебаний известной частоты, даваемых отметчиком времени.

Основными характеристиками вибратора являются частота собственных колебаний в воздухе и чувствительность по току.

Подвижная часть вибратора обладает массой и упругостью, поэтому способна к собственным колебаниям. Для того чтобы подвижная часть как можно быстрее следовала за изменениями измеряемой величины в вибраторе, необходимо сильное успокоение. В петлевых вибраторах с этой целью вибратор погружают в футляр, заполненный кремнийорганической жидкостью. Луч света проходит через стеклянное окошечко в стенке футляра. В рамочных вибраторах применяется магнитоиндукционное успокоение.

Вибратор записывает без существенных погрешностей колебания, частота которых не больше 0,2 частоты собственных колебаний вибратора (от 500 до 20 000 Гц).

Точность измерения вибратора характеризуется его амплитудной и фазной погрешностями. Первая есть нарушение пропорциональности между отклонением подвижной части вибратора и изменением измеряемого тока. Вторая — это отставание по фазе отклонений вибратора от изменений измеряемого тока.

**Чувствительность вибратора по току** называется отклонение указателя на экране, измеренное в миллиметрах, соответствующее току 1 мА, при расстоянии зеркала от экрана 1 м. Это величина порядка 1—50 мм/мА в зависимости от типа вибратора.



Чем выше чувствительность вибратора, тем меньше его собственная частота.

Для получения кривых мгновенной мощности осциллографы снабжаются ферродинамическими вибраторами.

Большинство осциллографов для получения масштаба времени на осциллограмме снабжаются отметчиками времени. Вибратор отметчика времени записывает на осциллограмме синусоидальную кривую, частота которой известна (рис. 13-40). Широко применяются микрофонные отметчики времени, изготавливаемые обычно на частоту 500 Гц. Если нужен отметчик времени с более высокой частотой, то используется ламповый генератор типа  $r, C$ , работающий при известной частоте и замкнутый на один из вибраторов осциллографа.

### 13-13. ЭЛЕКТРОННЫЙ ОСЦИЛЛОГРАФ

Область применения этого прибора весьма обширна. Основное его назначение — это визуальное наблюдение на люминесцирующем экране и фотографирование кривых быстро протекающих процессов, но он легко может быть приспособлен, например, для измерения частоты или снятия различных динамических характеристик (петли гистерезиса, характеристик электронных ламп и полупроводниковых приборов и т. п.).

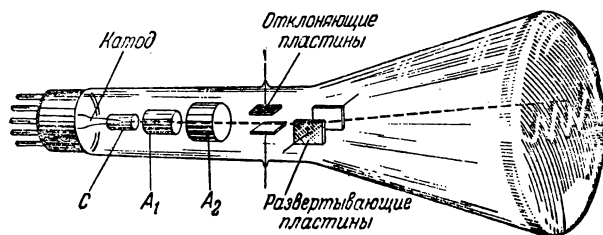


Рис. 13-41. Осциллографическая электроннолучевая трубка.

Важнейшей частью электронного осциллографа является электроннолучевая трубка (§ 12-9), состоящая из электронного прожектора, отклоняющей системы и экрана. Электронный прожектор создает узкий электронный луч. Посредством отклоняющего устройства исследуемый процесс управляет направлением луча. Последний играет роль практически безынерционной подвижной части осциллографа. Экран покрыт слоем люминофора, и на нем под действием электронного луча образуется светящееся пятно. При отклонениях луча это пятно движется по экрану и дает изображение кривой исследуемого процесса.

Стекло́нная колба трубки имеет форму конуса, переходящего в цилиндр (рис. 13-41), электронный луч возбуждается и формируется в цилиндрической части трубки, где размещен э л е к т р о н н ы й

проектор («электронная пушка»). Он состоит в основном из подогревного катода управляющего электрода  $C$  — модулятора и двух анодов  $A_1$  и  $A_2$ .

Катод помещается внутри стаканчика модулятора, последний имеет в середине дна отверстие (диафрагму) для прохода электронов, эмиттируемых катодом. На модулятор в осциллографе должно быть подано отрицательное напряжение. Для этого используется делитель

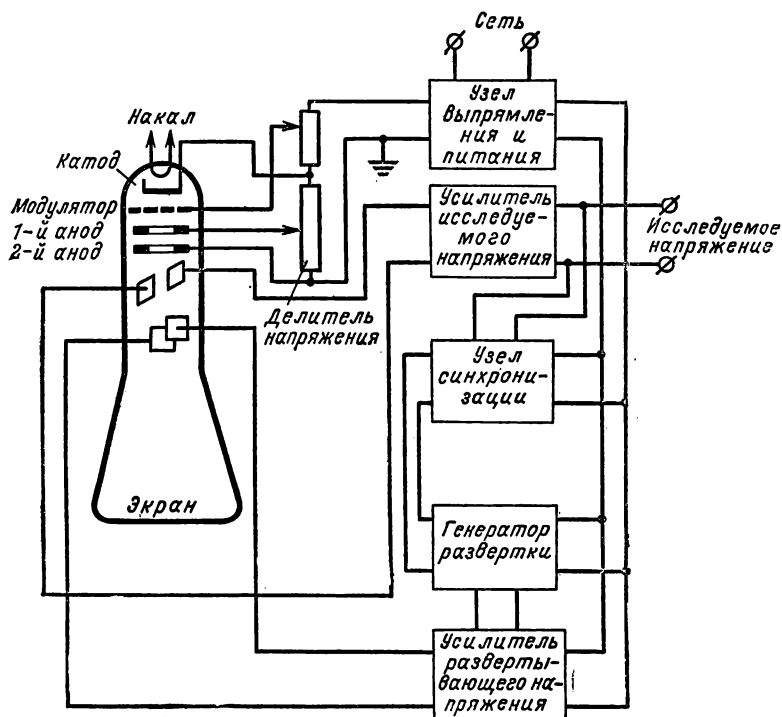


Рис. 13-42. Структурная схема электроннолучевого осциллографа.

напряжения (рис. 13-42). На зажимы этого делителя от блока питания осциллографа подается высокое постоянное напряжение (обычно до 2 кВ). С помощью делителя напряжения на модуляторе по отношению к катоду создается отрицательный потенциал от  $-20$  до  $-50$  В (при большем отрицательном потенциале луч запирается). Электроны, пролетающие сквозь отверстие модулятора, отталкиваются его отрицательным зарядом, вследствие чего осуществляется первоначальная фокусировка потока электронов в узкий луч. Вместе с тем отрицательный потенциал модулятора отталкивает некоторую часть электронов обратно на катод и, следовательно, регулирование напряжения между модулятором и катодом дает возможность изменять количество электронов в луче и тем самым регулировать яркость светящегося пятна на экране трубки.

Электрическое поле, необходимое для ускорения электронов, создается посредством высокого положительного потенциала двух анодов  $A_1$  и  $A_2$ , помещенных в трубке на пути электронного луча. Эти аноды выполняются в виде полых цилиндров с одной или более диафрагмами. Последние служат для задержания электронов, сильно уклонившихся от оси луча и из-за этого плохо фокусирующихся. Потенциал первого анода можно регулировать, перемещая скользящий контакт по делителю напряжения (потенциометру), при этом луч фокусируется, т. е. изменяется диаметр пятна на экране.

Напряжение между катодом и первым анодом (примерно от 150 до 500 В) составляет от одной десятой до одной трети напряжения между катодом и вторым анодом  $A_2$ . Напряжение последнего 600—5 000 В, чему соответствуют скорости электронов 15—40 000 км/с.

Электрическое поле, возбуждаемое напряжениями анодов, воздействует на направление движения электронов совершенно так же, как оптические устройства воздействуют на луч света. Электронный проектор содержит ряд электронных линз, посредством которых фокусируется электронный луч на экране трубки.

Для отклонения электронного луча в любом нужном направлении в осциллографах применяются две пары отклоняющих пластин. Из них одна пара расположена горизонтально, а вторая — вертикально. Когда между пластинами приложено напряжение, то электрическое поле вертикальных пластин отклоняет луч в горизонтальной плоскости, а поле горизонтальных пластин — в вертикальной плоскости.

Пройдя между пластинами, электронный луч достигает экрана, нанесенного в основании конуса трубки на стекло баллона. Материалом экрана служит специальный состав, светящийся под действием ударов электронов. Неподвижный электронный луч вызывает возникновение на экране светящегося пятна. При изменениях направления луча это пятно описывает на экране кривую, изображающую ход исследуемого процесса. Цвет свечения зависит от материала экрана. Выбор этого материала зависит от назначения осциллографа. Например, если осциллограф предназначается главным образом для визуальных наблюдений, т. е. используется преимущественно как осциллоскоп, то применяется ортосиликат, активированный марганцем ( $Zn_2SiO_4 : Mn$ ). Свечение такого экрана зеленое, длительность послесвечения средняя — от 0,01 до 0,1 с. Если осциллограф предназначен для фотографирования кратковременных процессов, то применяется вольфрамат кальция (вольфрамоокислый кальций  $CaWO_4$ ), дающий голубое свечение, благоприятное для фотографирования, краткое послесвечение от  $10^{-5}$  до 0,01 с. В индикаторных трубках (не в осциллографах) для специальных целей применяются двухслойные экраны с весьма длительным послесвечением (более 16 с).

Электрическое сопротивление всех этих люминофоров настолько велико (примерно  $10^{14}$  Ом·см), что их можно считать изоляторами. Между тем электронный луч, являясь потоком электронов, образует электрический ток, направленный от экрана к катоду. Цель этого

тока замыкается за счет вторичной эмиссии с экрана, возникающей вследствие электронной бомбардировки. Электроны этой вторичной эмиссии движутся ко второму аноду трубки и таким путем цепь тока электронного луча замыкается. Для улучшения условий отвода вторичных электронов внутренняя поверхность баллона трубки вокруг экрана покрывается слоем специального хорошо проводящего состава на основе графита (а к в а д а г о м). Этот слой электрически соединяется со вторым анодом. Если вторичная эмиссия недостаточна, чтобы отвести электроны с экрана, то на последнем накапливается отрицательный заряд, отталкивающий электронный луч, и пятно на экране гаснет. Для улучшения отвода электронов с экрана в трубках с высокими ускоряющими напряжениями (более 8—10 кВ) на внутреннюю поверхность экрана сверх люминофора наносится тонкая пленка алюминия (0,5—3 мкм), достаточно прозрачная для электронного луча. Эта пленка соединяется со вторым анодом, благодаря чему экран всегда имеет потенциал второго анода.

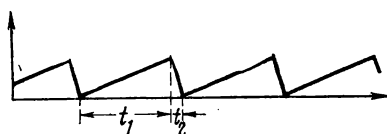


Рис. 13-43. Кривая пилообразного напряжения генератора развертки.

Исследуемое переменное напряжение подается на вертикально отклоняющие пластины. Поле, возбуждаемое этим напряжением, можно считать равномерным, следовательно, отклонение луча прямо пропорционально отклоняющему напряжению — осциллограф может без искажений передавать изменения во времени исследуемого напряжения  $u_x$ . Однако практически неизбежны некоторые заметные искажения из-за влияния краев пластин и т. д.

Горизонтально отклоняющие пластины необходимы для того, чтобы развернуть в кривую колебания луча в вертикальной плоскости под действием исследуемого напряжения  $u_x$ . На тех же основаниях, что и для вертикально отклоняющих пластин, горизонтальное отклонение луча прямо пропорционально напряжению между второй парой пластин. В большинстве случаев на эти пластины подается периодическое пилообразное напряжение (рис. 13-43), линейно возрастающее в течение промежутка времени  $t_1$  и быстро понижающееся за время  $t_2$  до некоторого исходного значения. Во время  $t_1$  возрастания этого напряжения светящееся пятно на экране перемещается в горизонтальном направлении с постоянной скоростью. За время  $t_2$  при отсутствии исследуемого напряжения  $u_x$  пятно быстро возвращается в исходную точку.

При одновременном воздействии на электронный луч изменяющегося напряжения  $u_x$ , поданного на вертикально отклоняющие пластины, и развертывающего напряжения, поданного на горизонтально отклоняющие пластины, смещение пятна в вертикальном направлении пропорционально мгновенному значению исследуемого напряжения  $u_x$ , а перемещение пятна в горизонтальном направлении пропорционально времени, протекшему с момента начала возрастания напряжения развертки.

Если частота напряжения развертки равна частоте исследуемого процесса, то светящееся пятно будет повторять на экране один и тот же путь каждый период; это создает зрительное впечатление неподвижной кривой на экране. Небольшая часть кривой  $u_x = F(t)$ , соответствующая обратному ходу луча за промежуток времени  $t_2$ , теряется (рис. 13-44, а). По этой причине для наблюдения всего цикла  $T$  необходимо, чтобы период развертывающего напряжения был равен не менее чем двум периодам (рис. 13-44, б).

Электроннолучевую трубку обслуживает несколько электронных вспомогательных устройств, образующих отдельные блоки (узлы), каждый из которых имеет определенное целевое назначение. Это блок питания, дающий различные напряжения, необходимые для различных устройств осциллографа, блок развертки, в который входит генератор пилообразных импульсов, блок вертикального усиления и блок горизонтального усиления.

На блок-схемах (называемых также скелетными схемами) электронных устройств указывается только место соответствующего блока в схеме (рис. 13-42). Схемы самих блоков рассматриваются отдельно, главным образом для того, чтобы отметить их особенности, специфические для данного устройства.

Блок питания должен подавать высокое постоянное напряжение на делитель напряжения к трубке. От него же требуется постоянное напряжение 200—500 В для питания цепей блока развертки и блоков усилителей. Наконец, он же должен служить источником напряжений накала 1,6—12 В для трубки и электронных ламп. По существу этот блок состоит из выпрямительных диодов и фильтров, сглаживающих пульсации выпрямленного напряжения.

Генератором пилообразных импульсов в блоке развертки служит генератор типа  $r, C$ . Если частота напряжения развертки не должна превышать 50 кГц, то применяется тиратронный генератор пилообразного напряжения. В осциллографах для более высоких частот применяются электронные генераторы (типа мультивибратора).

Частота генератора развертки регулируется путем изменения  $r$  и  $C$ . Но для поддержания этой частоты, точно равной или кратной частоте исследуемого напряжения  $u_x$ , необходима синхронизация генератора развертки посредством подачи на сетку тиратрона напряжения, имеющего частоту  $u_x$ . Это напряжение во время положительной своей полуволны будет отпирать тиратрон и тем самым воздействовать на частоту релаксационных колебаний, стремясь сделать ее равной или кратной частоте  $u_x$ . Синхронизирующее напряжение можно регулировать. Минимальное напряжение, необходимое для синхронизации, — примерно от 0,05 до 0,1 В в зависимости от частоты. Слишком большое синхронизирующее напряжение

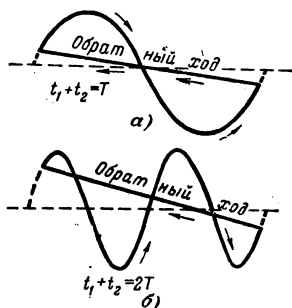


Рис. 13-44. Прямой и обратный ходы электронного луча на экране.

может вызывать искажение формы пилообразного напряжения развертки, а следовательно, и искажение кривой  $u_x$ .

Осциллограф снабжается двумя блоками усиления: горизонтальным усилителем, служащим для усиления напряжения генератора развертки, и вертикальным усилителем для усиления ис-

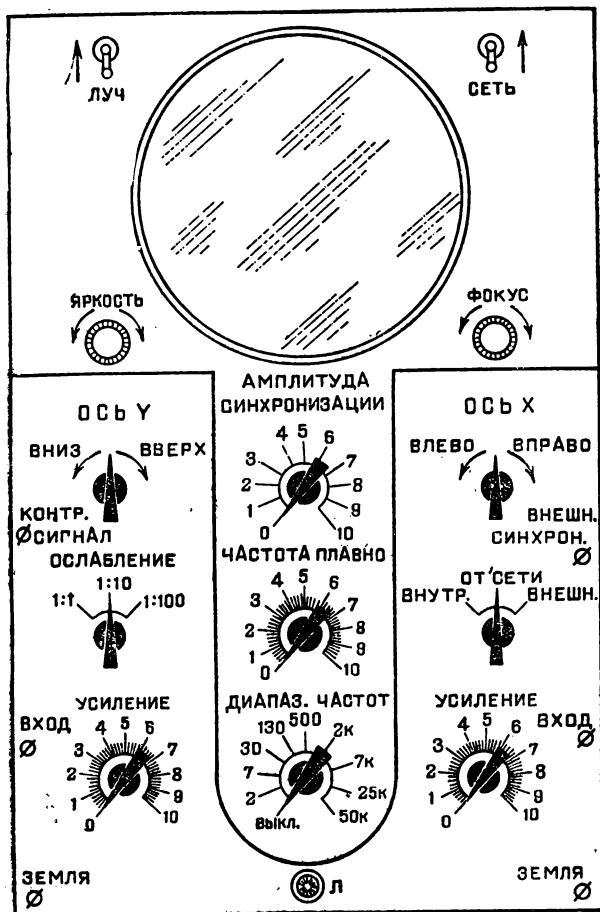


Рис. 13-45. Панель управления электронного осциллографа.

следуемого напряжения. Обычно предусматривается отключение входа горизонтального усилителя от генератора развертки. Это дает возможность подать на вход горизонтального усилителя второе исследуемое напряжение. Такое переключение применяется, например, при снятии петли гистерезиса.

В большинстве осциллографов вертикальный усилитель, на вход которого подается исследуемое напряжение, имеет значительно больший коэффициент усиления, а следовательно, и более сложную схему.

В усилителях широко применяется реостатно-емкостная связь (см. гл. 11), причем предусматривается плавное регулирование усиления как вертикального, так и горизонтального усилителей (рис. 13-45), что дает возможность изменять высоту и ширину изображений на экране. Такое регулирование можно осуществить, например, изменением положения движка на реостате — потенциометре  $r_c$  в цепи сетки.

Усилители не должны искажать кривую исследуемого процесса. Последняя может представлять собой сумму гармонических составляющих, образующих более или менее широкий частотный спектр. Чтобы осциллограф не изменял усиливаемое колебание, гармонические составляющие последнего должны лежать в пределах полосы пропускания осциллографа. Чем шире должна быть эта полоса, тем сложнее устройство усилителя. У широко распространенного осциллографа ЭО полоса пропускания от 2 Гц до 250 кГц. Для расширения полосы пропускания применяются двухтактные усилители постоянного тока (с гальванической связью).

Чувствительностью осциллографа называется отклонение светового пятна в миллиметрах при отклоняющем напряжении 1 В (см. § 11-14):

$$S = \frac{d}{u_x} = \frac{1}{U_a} \frac{rl}{2a}.$$

Чувствительность самой трубки без усилителя относительно низкая, порядка 0,5—1 мм/В, из-за высокого анодного напряжения  $U_a$ . Чем выше это напряжение, тем ярче пятно на экране, но тем ниже чувствительность. Однако применение усиления порядка 2000 повышает чувствительность осциллографа до 1—2 мм/мВ, следовательно, дает возможность исследовать напряжения порядка милливольт или же исследовать кривые мгновенных значений токов с помощью шунта с падением напряжения на нем порядка десятков милливольт.

Для фотографирования кривых осциллографы снабжаются специальными приставками. Но фотографирование периодических процессов возможно с экрана любого осциллографа обычными фотоаппаратами. По этой причине приборы именуются осциллографами, хотя по существу многие из них являются только осциллоскопами, так как не снабжены приспособлениями для фотографирования.

#### 13-14. ЭЛЕКТРОННЫЕ АВТОМАТИЧЕСКИЕ МОСТЫ И ПОТЕНЦИОМЕТРЫ

Часто в современном производстве требуются относительно быстрые измерение и запись значений э. д. с. или сопротивлений, на основании чего обычно определяются неэлектрические величины — температура, состав газов, давление и т. п. Кроме того, нужно также, чтобы на основании измерения выполнялось необходимое регулирование контролируемой величины (например, температуры). Для осуществления этих операций в последние годы широко применяются

электронные мосты и потенциометры. В этих приборах сравнения используются нулевые методы измерения, т. е. посредством регулирования прибор уравнивается — напряжение между определенными точками измерительной цепи доводится до нуля, о чем свидетельствует показание нуль-индикатора. В упомянутых электронных приборах сравнения на место нуль-индикатора помещен электронный усилитель (ламповый или транзисторный). Посредством этого усилителя напряжение небаланса прибора сравнения

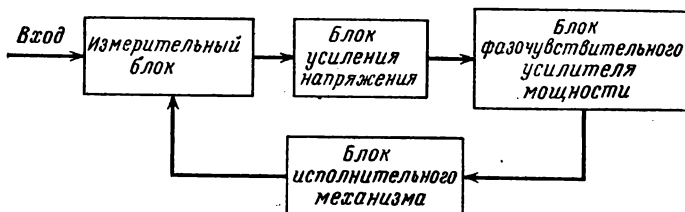


Рис. 13-46. Структурная схема электронного автоматического моста.

усиливается до величины, достаточной для того, чтобы привести в действие исполнительный механизм — реверсивный двигатель. Этот двигатель через соответствующую механическую систему воздействует обратно на измерительную цепь, перемещая в ней подвижной контакт до тех пор, пока прибор сравнения не будет уравновешен и, следовательно, не станет равным нулю напряжение небаланса.

Таким образом осуществляется автоматическое уравнивание прибора сравнения.

Электронный автоматический мост в простейшем случае рассчитывается на питание переменным током промышленной частоты.

Укрупненная блок-схема его дана на рис. 13-46.

Схема измерительного блока представляет собой простой четырехплечий мост (рис. 13-47), состоящий из трех измерительных сопротивлений  $r_1$ ,  $r_2$  и

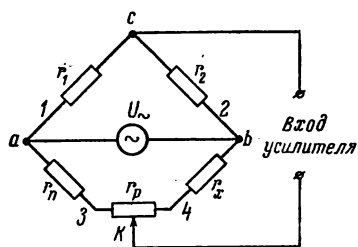


Рис. 13-47. Схема измерительного блока моста.

$r_{п.}$  В четвертое плечо входит четвертое измеряемое сопротивление  $r_x$ . Кроме того, в третье и четвертое плечи входит калиброванный реохорд  $r_p$ , по которому перемещается роликовый контакт  $K$ , делящий реохорд между плечами 3 и 4. Источник переменного напряжения  $U$  включается между узлами  $a$  и  $b$  моста, а между узлом  $c$  и подвижным контактом  $K$  включается электронный усилитель, служащий для усиления напряжения небаланса моста. Переменное напряжение для питания моста применено для того, чтобы иметь возможность усиливать напряжение небаланса без предварительного преобразования этого напряжения.





имеют значения возникновение сеточного тока во втором каскаде и некоторое искажение кривой усиленного напряжения, а при положительном смещении предельно используется мощность лампы. Схема соединений третьего каскада с триодом  $L_3$  не отличается от схемы соединений второго каскада. Выход усилителя напряжения является входом усилителя мощности (рис. 13-49), состоящего из двух триодов. Сетки этих двух ламп соединены между собой параллельно, а аноды присоединены к двум противолежащим зажимам

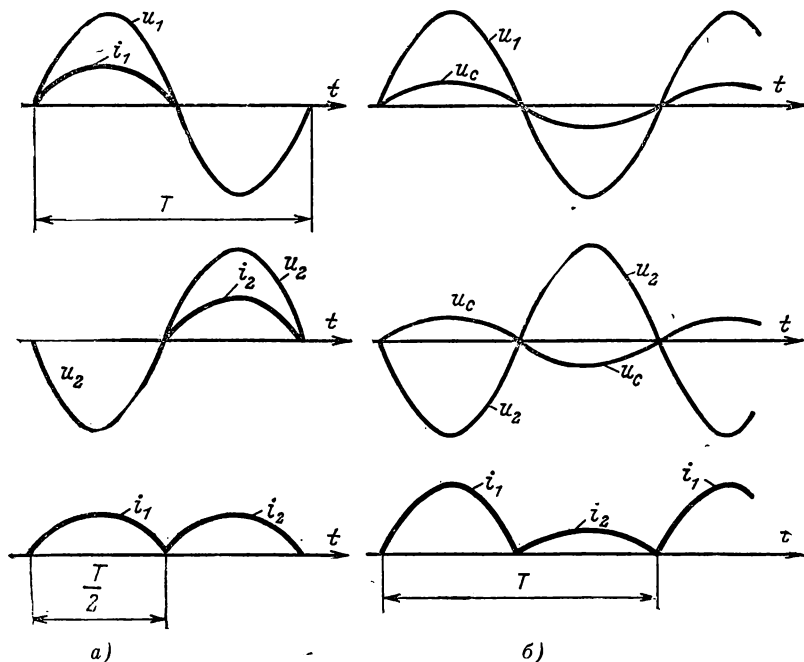


Рис. 13-50. Кривая выпрямленного тока усилителя мощности.

а — при отсутствии сеточного напряжения; б — при его наличии.

вторичной обмотки трансформатора  $T$ . Катоды обеих ламп через обмотку управления  $ОУ$  двигателя  $РД$  соединяются со средней точкой обмотки трансформатора. Пока на сетках ламп нет напряжения, они работают как два диода, соединенных по схеме двухполупериодного выпрямления (см. рис. 12-11), вследствие чего через обмотку  $ОУ$  проходит пульсирующий ток (рис. 13-50), переменная составляющая которого имеет частоту, в 2 раза большую частоты сети. Через вторую обмотку  $ОС$  этого же двигателя проходит ток, имеющий частоту сети. В таких условиях вращающееся магнитное поле в двигателе не возникает и его ротор остается неподвижным.

Но при наличии небаланса в цепи моста, на сетки ламп усилителя мощности подается переменное напряжение, которое совпадает по фазе с одним из анодных токов и усиливает его, а во вторую поло-

нину периода сеточное напряжение запирает или ослабляет ток второй лампы. В результате через обмотку  $OU$  (рис. 13-49) будет проходить пульсирующий ток со значительной переменной составляющей, имеющей частоту сети. В этом случае магнитные потоки двигателя образуют вращающееся поле и ротор придет в движение. Конденсатор  $C_{сд}$  в цепи сетевой обмотки  $OC$  двигателя служит для того, чтобы сдвиг фаз между переменными потоками двух обмоток был близок к  $90^\circ$  (§ 13-9). Через соответствующую механическую передачу ротор воздействует на движок  $K$  реохорда, перемещая его так, чтобы напряжение небаланса уменьшалось. При достижении компенсации ротор останавливается. В зависимости от знака напряжения небаланса изменяется на  $180^\circ$  фаза напряжения на сетках усилителя мощности, а следовательно, изменяется направление вращения двигателя  $PD$ .

С движком  $K$  (рис. 13-47) связана стрелка, показывающая значение  $r_x$  или температуры на шкале прибора. Одновременно перо, также соединенное с движком, записывает показания прибора на бумажном диске или ленте.

Мост ЭМД применяется также для автоматического регулирования температуры. В подобном случае движок реохорда устанавливается в определенное положение, задающее требуемую температуру объекта регулирования, а двигатель воздействует не на положение движка реохорда, а на регулятор, управляющий поступлением горючего газа, нефти или электроэнергии. Напряжение небаланса заставляет двигатель воздействовать на этот регулятор до тех пор, пока сопротивление  $r_x$  не достигнет значения, соответствующего заданному значению температуры контролируемого объекта, благодаря чему мост уравнивается и напряжение небаланса исчезнет.

Фактическая схема моста отличается от принципиальной, здесь описанной, применением двойных ламп, вспомогательных трансформаторов и т. д.

В тех случаях, когда применение термометра сопротивления невозможно или неудобно, измерение температуры производится при помощи термопары, а э. д. с. ее измеряется компенсационным методом электронным автоматическим потенциометром (компенсатором). При компенсационном измерении объект практически не нагружается током, что дает возможность вести измерение на объекте малой мощности, каким является термопара.

Электронный автоматический потенциометр состоит из четырех основных блоков: измерительного, преобразовательного, усилительного и исполнительного. Последние два ничем не отличаются от таких же блоков электронного автоматического моста.

Вспомним кратко компенсационный метод измерения, используемый в измерительном блоке потенциометра.

Простейшая принципиальная схема этого метода показана на рис. 13-51. Вспомогательный источник постоянного тока  $I$  через регулировочное сопротивление  $r_{рег}$  замкнут на потенциометр  $r_n$  — постоянное сопротивление; разность потенциалов двух точек последнего используется для уравнивания измеряемой э. д. с.  $E_x$ .

Чтобы установить определенную силу тока  $I$ , при компенсационном измерении используется образцовая мера — э. д. с. нормального элемента  $E_{н.э.}$ , включенная через гальванометр  $G_1$  к точкам потенциометра, сопротивление  $r_1$  между которыми точно установлено. Напряжение  $Ir_1$  противоположно по направлению  $E_{н.э.}$ . Посредством регулирования силы тока  $I$  путем изменения  $r_{рег}$  сводится к нулю

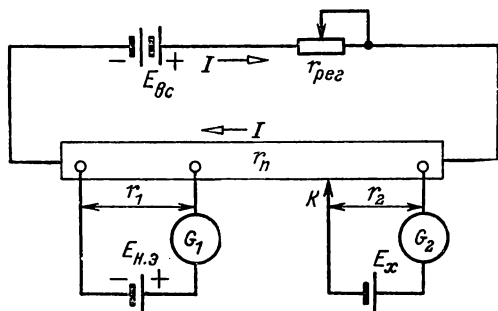


Рис. 13-51. Основная схема компенсационного метода измерения.

отклонение гальванометра  $G_1$  и таким образом э. д. с. нормального элемента компенсируется:  $E_{н.э.} = Ir_1$ .

Значение  $E_{н.э.}$  известно точно, поэтому посредством компенсации  $E_{н.э.}$  в потенциометре устанавливается определенное значение тока  $I$ ; оно должно оставаться неизменным при дальнейших измерениях.

Для компенсации измеряемой э. д. с.  $E_x$  нужно перемещать движок  $K$  до тех пор, пока гальванометр  $G_2$  не покажет отсутствие тока. Тогда достигнута компенсация, а измеряемую э. д. с. можно определить из условия компенсации:  $E_x = Ir_2$ , так как значение тока  $I$  известно, а значение  $r_2$  отсчитывается на шкале потенциометра. Важное преимущество метода — возможность измерять (или использовать для управления) э. д. с. объектов малой мощности.

Для компенсации измеряемой э. д. с.  $E_x$  нужно перемещать движок  $K$

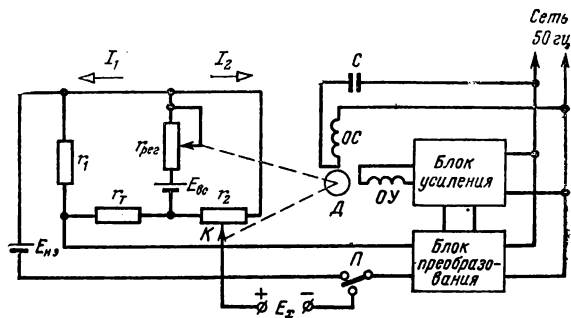


Рис. 13-52. Компенсационная мостовая схема измерительного блока электронного потенциометра.

Измерительный блок электронного потенциометра выполнен по мостовой схеме (рис. 13-52), специально приспособленной для термоэлектрических измерений. Вспомогательный источник тока  $E_{вс}$  (сухие элементы) помещен в диагональ моста. Ток этого источника делится между плечами моста на две части  $I_1$  и  $I_2$ , отношение между которыми известно и постоянно. Перед началом измерений в приборе компенсируется э. д. с. нормального элемента  $E_{н.э.}$  посредством

автоматического регулирования сопротивления  $r_{\text{пер}}$ , изменяющего ток  $I_1$ , до тех пор, пока не будет осуществлено условие  $I_1 = E_{\text{н.э.}} / r_1$ . При этом устанавливается и определенное значение тока  $I_2$ . Затем автоматическое регулирующее устройство переключается в цепь измеряемой э. д. с. и осуществляется уравнивание  $E_x$  посредством перемещения движка  $K$  по реохорду  $r_2$ . Падение напряжения, компенсирующее  $E_x$ , создается двумя противоположными по знаку напряжениями  $I_2 r_2$  и  $I_1 r_T$ , т. е. при компенсации

$$E_x = I_2 r_2 - I_1 r_T.$$

Такая схема компенсации выбрана с учетом специального назначения потенциометра — измерения температуры посредством измерения э. д. с. термопар.

Электродвижущая сила термопар пропорциональна не температуре горячего спая, а разности температур горячих и холодных концов термопары. Для устранения влияния температуры холодных концов на результаты измерения температуры объекта в схеме потенциометра служит сопротивление  $r_T$ , величина которого изменяется при изменении температуры. Это сопротивление помещается в такие же температурные условия, как и холодные концы термопары. Например, при повышении температуры холодных концов э. д. с. термопары уменьшается, хотя температура объекта не изменилась. Уменьшение э. д. с. нарушает компенсацию и могло бы вызвать соответствующую погрешность в измерении, но одновременно с уменьшением э. д. с. термопары возрастает соответственно  $r_T$  и компенсация сохраняется, так как увеличение  $r_T$  уменьшает компенсирующее напряжение  $I_2 r_2 - I_1 r_T$ .

Для осуществления автоматического уравнивания (наводки) служит исполнительный механизм — электродвигатель, перемещающий движки на соответствующих сопротивлениях потенциометра. Величиной, управляющей этим механизмом, является н а п р я ж е н и е н е б а л а н с а потенциометра, т. е. разность компенсируемой э. д. с. и компенсирующего напряжения, — сначала это  $E_{\text{н.э.}} - I_1 r_1$ , а затем  $E_x - I_2 r_2 + I_1 r_T$ .

Переключатель  $\Pi$  (см. рис. 13-52) дает возможность сначала подать на вход блоков преобразования и управления напряжение небаланса в ветви нормального элемента  $E_{\text{н.э.}}$ , а затем при дальнейших измерениях — напряжение небаланса ветви измеряемой э. д. с.  $E_x$ .

Мощность, которую можно снять непосредственно с потенциометра, ничтожна. Поэтому напряжение небаланса нужно усилить, а предварительно его нужно преобразовать в переменное напряжение.

Блок преобразования не был нужен для моста, так как его напряжение небаланса было переменным, но он необходим для постоянного напряжения небаланса потенциометра. Этот блок состоит из вибро-

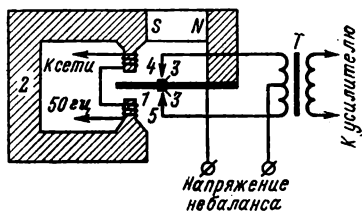


Рис. 13-53. Схема вибропреобразователя.

преобразователя и трансформатора (рис. 13-53). Вибропреобразователь представляет собой поляризованное реле: в нем постоянный магнит  $NS$  подмагничивает подвижную часть прибора — стальную упругую пластину 1, свободный конец которой может колебаться между полюсами электромагнита 2, подмагничиваемого тем же постоянным магнитом. По обмоткам электромагнита пропускается переменный ток промышленной частоты. В зависимости от направления этого тока пластина притягивается то к одному, то к другому полюсу электромагнита, а так как ее собственная частота достаточно велика, то она колеблется с частотой, равной частоте переменного тока, возбуждающего электромагнит. Цепь небаланса потенциометра одним полюсом электрически соединена с контактом, укрепленным на подвижной пластине, а второй полюс этой цепи соединен с серединой первичной обмотки трансформатора  $T$ . Под действием переменного магнитного поля пластина колеблется, а укрепленные на ней подвижные контакты 3 периодически соприкасаются с неподвижными контактами 4 или 5. Таким путем при колебаниях пластины цепь постоянного тока небаланса замыкается то через одну, то через другую половину первичной обмотки трансформатора  $T$ . В этих условиях н. с. двух половин обмотки трансформатора имеют противоположное направление, поэтому они возбуждают в сердечнике трансформатора магнитный поток, периодически изменяющий свое направление. В результате во вторичной обмотке трансформатора индуцируется переменная э. д. с., частота которой равна частоте сети, а фаза зависит от знака напряжения небаланса. Эта переменная э. д. с. подается на вход электронного усилителя — такого же, как у электронного моста.

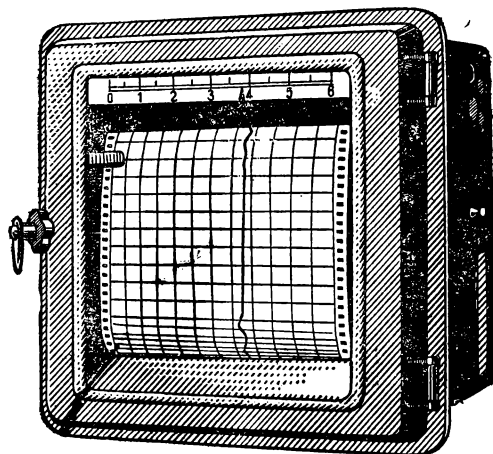


Рис. 13-54. Внешний вид автоматического электронного потенциометра.

Описанный электромеханический вибропреобразователь может быть заменен эквивалентным по действию статическим полупроводниковым преобразователем.

В новейших электронных мостах и потенциометрах электронные лампы заменены полупроводниковыми приборами.

Работа исполнительного механизма в потенциометре ничем не отличается от работы такого же механизма в мосте.

На рис. 13-54 показан внешний вид автоматического потенциометра.

Потенциометр применяется также для автоматического регулирования температуры. В подобном случае движок реохорда устанавли-

вается в положение, соответствующее заданной температуре. При изменении температуры движок реохорда перемещается, что приводит к изменению сопротивления в цепи постоянного тока. Это изменение используется для генерации сигнала, который подается на вход электронного усилителя. Усилитель усиливает сигнал и подает его на исполнительный механизм, который возвращает движок реохорда в исходное положение. Таким образом, потенциометр работает как часть системы автоматического регулирования температуры.

нается в определенное положение, задающее требуемую температуру объекта регулирования, а двигатель воздействует на регулятор, управляющий, например, поступлением горючего. Напряжение небаланса заставляет двигатель воздействовать на этот регулятор до тех пор, пока э. д. с. термопары (соответствующая заданному значению температуры) не уравнивает компенсирующее напряжение.

Электронные мосты и потенциометры широко используются для автоматизации ряда производственных процессов.

### 13-15. ЦИФРОВЫЕ ЭЛЕКТРОИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ

Цифровые приборы отличаются тем, что результат измерения выдается в них в цифровой форме (рис. 13-55). Цифровой прибор в определенный момент измеряет отдельное дискретное значение измеряемой величины, непрерывно изменяющейся во времени. Следующее показание прибора соответствует новому дискретному значению измеряемой величины, а ряд промежуточных значений между этими двумя показаниями не измеряется. Такое изме-

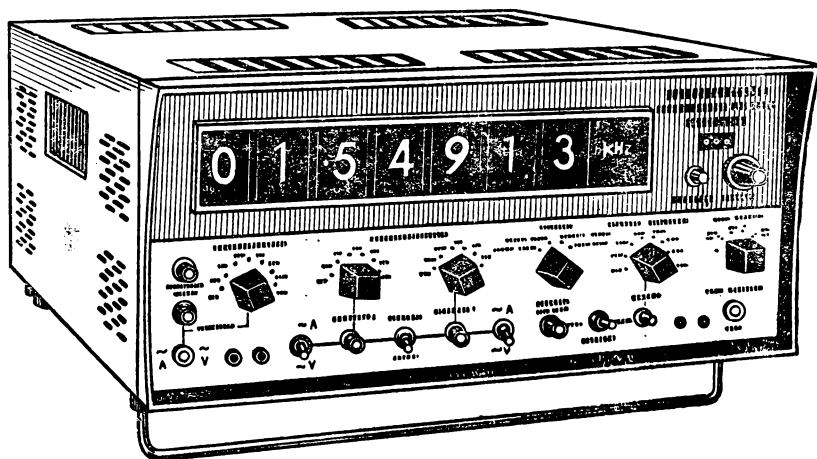


Рис. 13-55. Внешний вид цифрового прибора.

рение является непрерывно-дискретным. В этом отношении цифровые приборы в корне отличаются от интегрирующих приборов — счетчиков, тоже выдающих результаты измерения в цифровой форме.

Цифровые приборы являются автоматическими приборами сравнения, подобными автоматическим потенциометрам, — в них измеряемая величина сопоставляется с образцовой и замер производится в момент уравнивания.

Цифровые приборы по сравнению со стрелочными обладают рядом существенных преимуществ. Измерение может выполняться с большой точностью (до 8-го знака и более), причем отсутствует погрешность, имеющая место при отсчете долей деления шкалы стрелочного

прибора. Благодаря применению принципа компенсации возможны измерения на объектах малой мощности. Выдача результатов измерения в цифровой форме дает возможность вводить эти результаты непосредственно в устройства автоматизации и контроля промышленных производств.

С другой стороны, цифровые измерительные приборы весьма сложны и дороги. Тем не менее область их применения быстро расширяется.

Цифровые приборы подразделяются на электромеханические и электронные. Они могут быть применены для измерения большинства электрических величин; но наибольшее распространение имеют цифровые вольтметры, омметры, частотомеры и фазометры.

На рис. 13-56 дана блок-схема электромеханического цифрового вольтметра. В качестве упрощенного примера рассмотрим работу пятизначного вольтметра. Его блок компенсации должен содержать

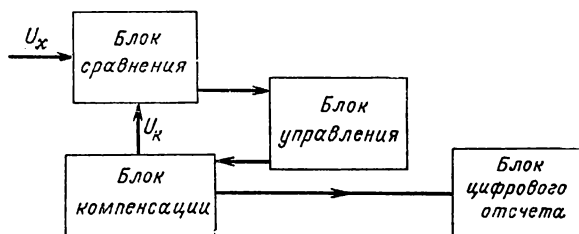


Рис. 13-56. Структурная схема электромеханического цифрового вольтметра.

пять декад сопротивлений, снабженных каждый шаговым искателем. После подключения измеряемого напряжения (например, дискретное значение 225,58 В) блок управления приводит в действие искатель высшей декады (сотни вольт). Последний, перемещаясь от нуля, скачками (по сотне вольт) увеличивает компенсирующее напряжение  $U_k$  (до значения 200 В). Но когда при следующем скачке (200 + 100 В) компенсирующее напряжение  $U_k$  должно превысить измеряемое  $U_x$ , то происходит изменение направления тока в блоке сравнения и последний отключает искатель высшего разряда. Этот искатель остается в последней позиции, когда  $U_k$  было еще меньше  $U_x$ . Это положение отмечает цифра на отсчетном устройстве прибора. Тем временем блок управления приводит в движение искатель следующего разряда (десятки вольт), который, начиная от нулевого значения по разряду, скачками (по 10 В) повышает компенсирующее напряжение. Опять при переходе к  $U_k > U_x$  происходит изменение направления тока в блоке сравнения, отключается искатель этого разряда и его положение отмечается цифрой на отсчетном приспособлении. Теперь перемещается искатель третьего разряда и скачками (по одному вольту) повышает компенсирующее напряжение. Затем в соответствующем положении он останавливается (5 В) и



отключается, а начинает работать четвертый искатель и т. д. Таким путем измеряемое напряжение компенсируется с точностью, соответствующей единице последней декады (одна сотая вольты в нашем примере), а положение всех искателей отмечается цифрами на отсчетном устройстве. После этого блок управления повторяет работу искателей сначала, вновь компенсируя, возможно, уже новое значение  $U_x$ .

Существенным недостатком электромеханических приборов является медленность отсчета 0,3—1,0 с. От этого недостатка свободно большинство электронных цифровых приборов.

## Глава четырнадцатая

### АСИНХРОННЫЕ БЕСКОЛЛЕКТОРНЫЕ МАШИНЫ

#### 14-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

В электрических машинах — в генераторах — механическая энергия преобразуется в электрическую, а в двигателях электрическая энергия преобразуется в механическую. Кроме того, ряд электрических машин выполняет некоторые специальные функции — преобразует электрическую энергию из одной формы в другую (например, постоянный ток низкого напряжения в постоянный ток высокого напряжения или переменный ток в постоянный), служит электромагнитным тормозом, осуществляет автоматическое управление работой различных производственных механизмов и т. п.

Из числа различных видов современных электрических машин самой распространенной в наши дни является асинхронная бесколлекторная машина, применяемая обычно в качестве двигателя. Асинхронная машина — это машина, в которой при работе возбуждается вращающееся магнитное поле (см. § 6-11), но ротор которой вращается асинхронно, т. е. со скоростью, отличной от скорости поля. Она была изобретена М. О. Доливо-Добровольским в 1888 г., но до настоящего времени сохранила в основном ту простую форму, которую ей придал талантливый русский изобретатель. Причины исключительно широкого распространения асинхронного двигателя (а вместе с ним и трехфазной системы) — его простота и дешевизна устройства. Можно сказать, что в основном асинхронная машина состоит из трех неподвижных катушек (точнее, обмоток), размещенных на общем сердечнике, и помещенной между ними четвертой вращающейся катушки. В машине отсутствуют какие-либо легко повреждающиеся или быстро изнашивающиеся электрические части (например, коллектор).

В большинстве случаев асинхронная машина предназначена для включения в трехфазную сеть, поэтому она должна иметь на статоре три фазные обмотки, составляющие обмотку статора. Три тока трехфазной системы, проходя по этим обмоткам, возбуждают в машине вращающееся магнитное поле. Для усиления этого поля и придания ему нужной конфигурации служит магнитная

система машины. Она состоит из двух цилиндров (рис. 14-1), полого цилиндра, служащего сердечником статора (рис. 14-2), и сердечника ротора (рис. 14-3). Оба эти сердечника для уменьшения потерь от вихревых токов собраны из пластин электротехнической стали, изолированных друг от друга слоем лака. Три фазные обмотки, возбуждающие вращающееся магнитное поле машины, размещены в пазах (канавках) на внутренней стороне сердечника статора. На внешней поверхности цилиндра ротора, также в па-

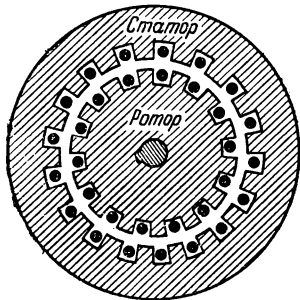


Рис. 14-1. Магнитная система асинхронной машины.

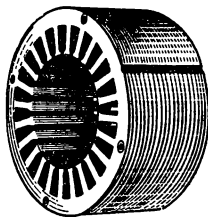


Рис. 14-2. Сердечник статора.

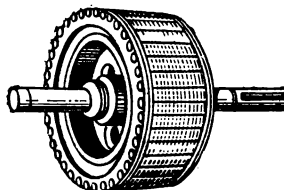


Рис. 14-3. Короткозамкнутый ротор.

зах, размещена обмотка ротора. Она не имеет электрического соединения с сетью и с обмоткой статора. Токи в ней индуцируются вращающимся магнитным полем, таким образом, связь между статором и ротором чисто индуктивная, подобная связи между первичной и вторичной обмотками трансформатора.

Основными конструктивными (неэлектрическими) частями машины являются: вал, на который насажен сердечник ротора, массивный корпус, в котором укреплен сердечник статора (рис. 14-4), и подшипниковые щиты, на подшипники которых опирается вал машины.

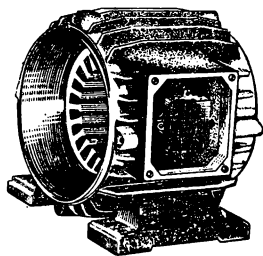


Рис. 14-4. Корпус асинхронной машины с укрепленным в нем, но необмотанным сердечником статора.

Асинхронная машина может служить двигателем или генератором, она обратима, как и все электрические машины. Но в качестве генератора она в настоящее время используется редко, поэтому мы будем изучать работу асинхронного двигателя и лишь кратко отметим особенности генераторного режима асинхронной машины.

В асинхронном двигателе фазные обмотки статора подобно первичной обмотке трансформатора получают энергию из трехфазной сети. Токи обмоток статора возбуждают в машине вращающееся магнитное поле, а последнее индуцирует токи в замкнутой коротко (или на пусковой реостат) обмотке ротора. Взаимодействие токов ротора с вращающимся магнитным полем вынуждает ротор вращаться по направлению вращения поля (см. рис. 6-31). Но чем быстрее вращается ротор, тем меньше индуцируемые в нем токи.

Ротор должен вращаться асинхронно — медленнее поля, с такой скоростью, при которой токи, индуцируемые в роторе, создают вращающий момент, уравнивающий тормозящий момент от сил трения и нагрузки на валу.

Электродвижущая сила, индуцируемая в обмотке ротора, пропорциональна частоте вращения поля по отношению к ротору. Эта относительная скорость равна разности частот вращения поля  $n_1$  и ротора  $n$ , т. е.  $n_1 - n$  оборотов в минуту. Отношение ее к частоте вращения поля называется скольжением (см. § 6-11):

$$s = (n_1 - n)/n_1. \quad (14-1)$$

Электродвижущая сила, индуцируемая в роторе, пропорциональна скольжению. При возрастании нагрузки на валу двигателя сначала тормозящий момент оказывается больше вращающего, вследствие чего ротор уменьшает скорость. Но с увеличением скольжения возрастают индуцируемые в роторе э. д. с. и токи, благодаря чему увеличивается вращающий момент. Таким путем при возросшем скольжении восстанавливается динамическое равновесие вращающего и тормозящего моментов. Вместе с тем, как и в трансформаторе, увеличение тока вторичной обмотки вызывает увеличение тока в первичной обмотке; в асинхронном двигателе увеличение токов ротора обуславливает соответствующее увеличение токов статора, а следовательно, возрастание мощности, потребляемой двигателем из сети.

Всякое изменение нагрузки двигателя связано с изменением скольжения, но сами по себе эти изменения скольжения у большинства современных двигателей малы — при полной нагрузке у крупных двигателей скольжение достигает лишь 1,5—2%.

## 14-2. УСТРОЙСТВО РОТОРА

Асинхронные двигатели в основном различаются устройством ротора. В большинстве двигателей применяется короткозамкнутый ротор (рис. 14-3). Он значительно дешевле, и, что

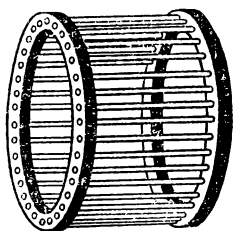


Рис. 14-5. Обмотка короткозамкнутого ротора («беличье колесо»).

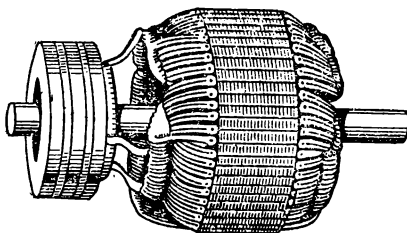


Рис. 14-6. Фазный ротор (ротор с контактными кольцами).

очень существенно, обслуживание двигателя с короткозамкнутым ротором значительно проще. Обмотка короткозамкнутого ротора выполняется в виде цилиндрической клетки (рис. 14-3 и 14-5) из

медных или алюминиевых стержней, которые без изоляции вставляются в пазы сердечника ротора. Торцевые концы стержней замыкаются накоротко кольцами из того же материала, что и стержни (так называемое «беличье колесо»). Часто короткозамкнутая обмотка изготавливается путем заливки пазов ротора расплавленным алюминием.

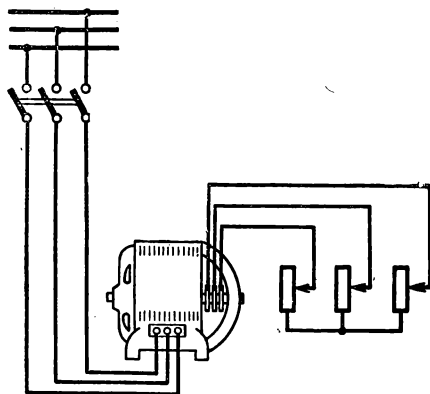


Рис. 14-7. Схема соединений двигателя с фазным ротором.

На кольца наложены щетки, установленные в неподвижных щеткодержателях. Через кольца и щетки обмотка ротора замыкается на трехфазный реостат. Обмотка статора такого двигателя включается непосредственно в трехфазную сеть (рис. 14-7). Включение реостата в цепь ротора дает возможность существенно улучшить пусковые условия двигателя — уменьшить пусковой ток и увеличить начальный пусковой момент, кроме того, с помощью реостата, включенного в цепь ротора, можно плавно регулировать скорость двигателя.

### 14-3. ОБМОТКА СТАТОРА

Обмотка статора служит для возбуждения магнитного потока машины. Желательно, чтобы поток каждой из фазных обмоток был распределен синусоидально вдоль окружности статора, так как при этом условии вращающееся магнитное поле будет индуцировать в обмотках синусоидальные э. д. с. Чтобы лучше использовать окружность статора, каждая из сторон катушек обмотки распределяется по нескольким пазам (рис. 14-8) вдоль внутренней окружности статора.

Распределение обмотки по пазам обуславливает соответствующее распределение магнитной индукции вдоль окружности статора. Магнитное сопротивление вдоль нее можно считать постоянным, так как магнитная система симметрична, а влияние магнитного насыщения сердечника незначительно, благодаря тому что большую часть магнитного сопротивления составляет магнитное сопротивление воздушного зазора между статором и ротором. Вследствие постоянства магнитного сопротивления на основании закона Ома для

магнитной цепи поток и индукцию каждой фазы можно считать прямо пропорциональными намагничивающим силам (н. с.). Но в пределах расположения каждой фазной катушки магнитная индукция изменяется пропорционально н. с., ее возбуждающей. У краев распределенной катушки магнитная индукция относительно мала, так как она возбуждается только н. с. одного внешнего витка (рис. 14-9). Против середины катушки индукция имеет наибольшее значение, благодаря тому, что она возбуждает н. с. всех

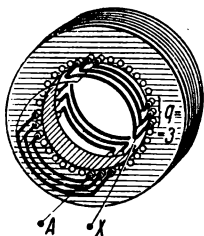


Рис. 14-8. Катушка распределенной обмотки статора.

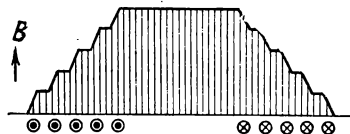


Рис. 14-9. Кривая распределения магнитной индукции в поле катушки распределенной обмотки статора.

витков. От края к середине катушки н. с. и индукция распределены ступенчато, а при большом числе витков это ступенчатое распределение приближается к трапецевидному. Анализ показывает, что трапеция, верхнее основание которой равно одной трети нижнего основания, близка к синусоидальной кривой. Руководствуясь этим, путем надлежащего распределения обмотки удастся получить практически синусоидальное распределение индукции в воздушном зазоре машины.

Для того чтобы распределить многовитковую катушку по нескольким пазам, нужно ее разделить на соответствующее число соединенных последовательно секций (рис. 14-10). В свою очередь каждая секция состоит из нескольких витков. На схемах обмоток обычно показываются не отдельные витки, а только стороны секций.

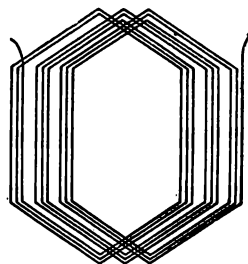


Рис. 14-10. Катушка обмотки, состоящая из нескольких секций.

Выше мы познакомились с простейшей формой вращающегося магнитного поля, возбуждаемого трехфазной системой токов, — с двухполюсным полем, возбуждаемым при помощи трех катушек. Такое поле делает один оборот за один период переменного тока. Следовательно, при стандартной частоте (50 Гц) оно делает  $n_1 = 50 \cdot 60 = 3000$  об/мин. Как мы уже отмечали, в большинстве случаев скорость ротора  $n$  незначительно меньше скорости поля. По этой причине, когда нужен двигатель со скоростью, меньшей чем 3000 об/мин, необходимо соответственно уменьшить скорость вращения поля. Это достигается применением многополюсных обмоток статора. В такой многополюсной обмотке каждой паре полюсов вращающегося поля соответствуют три катушки. Следовательно,

если поле должно иметь  $p$  пар полюсов, то число катушек обмотки статора должно быть:

$$k = 3p, \quad (14-2)$$

т. е.  $p$  катушек на каждую фазу.

В качестве примера на рис. 14-11 дана упрощенная схема шести-полюсной ( $p = 3$ ) обмотки статора. В двухполюсной обмотке расстояние между сторонами катушки  $180^\circ$ , а в многополюсной  $180^\circ/p$ , в частности в шестиполюсной, на рис. 14-11, это расстояние  $180^\circ/3 = 60^\circ$ . В данной обмотке всего катушек  $3p = 9$ , а на каждую

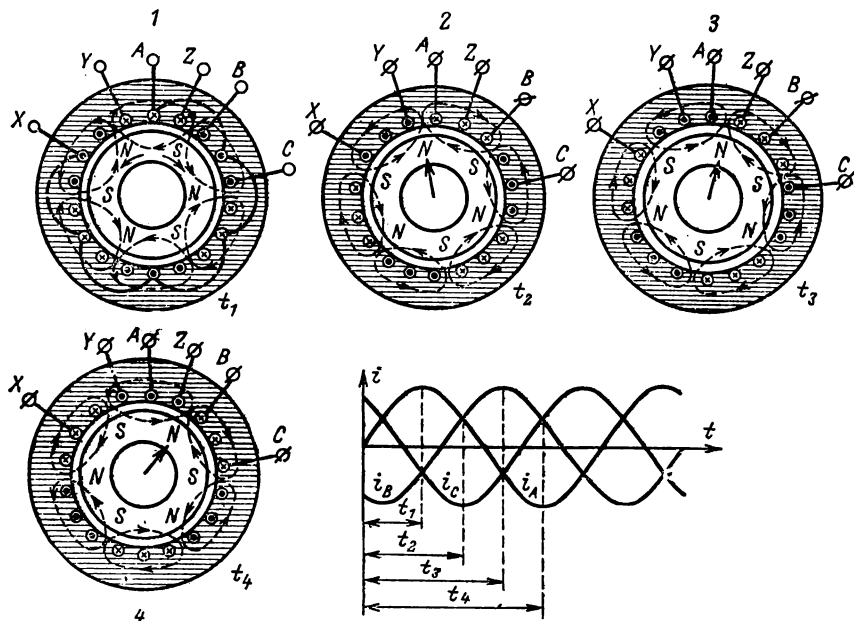


Рис. 14-11. Кривые мгновенных значений трехфазной системы токов и соответствующие мгновенным значениям этих токов в моменты  $t_1$ ,  $t_2$ ,  $t_3$  и  $t_4$  положения магнитного поля шестиполюсной машины.

фазу приходится по три катушки. На упрощенной схеме каждая катушка изображена в виде одновитковой секции и соединения нанесены только для фазы  $A$ , причем соединения на тыльной торцевой стороне сердечника показаны пунктиром. На рис. 14-11 изображены также кривые мгновенных значений трехфазной системы токов статора. Картины магнитного поля 1, 2, 3 и 4 даны для четырех различных моментов  $t_1$ ,  $t_2$ ,  $t_3$  и  $t_4$ .

На крайнем левом рисунке показано направление токов в проводниках рассматриваемой обмотки в момент  $t_1$ , когда сила тока первой фазы имеет амплитудное значение. В соответствии с направлениями токов распределится и магнитное поле машины — магнитные потоки в трех местах входят в ротор и в трех выходят из него, образуя, таким образом, три пары полюсов ( $p = 3$ ).

СЛН

В некоторый следующий момент  $t_2$  (второй рисунок) направления токов, а вместе с ними и положение магнитного поля машины соответственно изменяются и т. д. Магнитное поле машины за время одного периода переменного тока поворачивается на одну треть окружности, т. е. на расстояние, соответствующее дуге, занимаемой тремя катушками на статоре. Эта часть окружности статора, занимаемая тремя катушками обмотки и соответствующая двум полюсам (2р) вращающегося магнитного поля машины, именуется двойным полюсным делением (2τ). Следовательно, полюсное

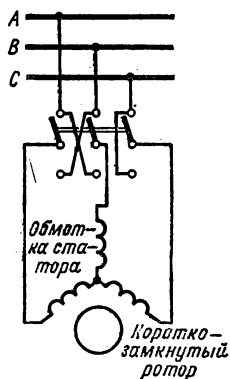


Рис. 14-12. Схема реверсирования асинхронного двигателя.

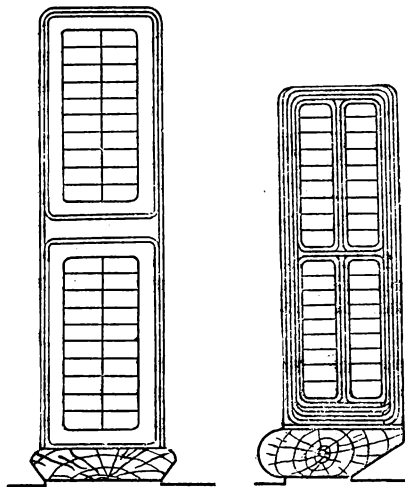


Рис. 14-13. Открытый и полуоткрытый пазы статора.

деление есть часть дуги окружности статора, соответствующая одному полюсу магнитного поля, т. е.

$$\tau = \pi D / 2p, \quad (14-3)$$

где  $D$  — внутренний диаметр сердечника статора.

За один период  $T$  переменного тока вращающееся поле поворачивается на двойное полюсное деление (2τ), а полный оборот оно делает за  $p$  периодов. Следовательно, в секунду поле делает  $1/pT = f/p$  оборотов, а в минуту

$$n_1 = f \cdot 60 / p, \text{ об/мин.} \quad (14-4)$$

Для изменения направления вращения — реверсирования асинхронного двигателя — нужно лишь изменить соединения обмотки статора с сетью так, чтобы зажим статора, соединенный первоначально, например, с фазой  $A$  сети, был присоединен к фазе  $B$  сети и соответственно было бы изменено соединение второго зажима статора с сетью. Такое изменение соединений удобно осуществлять посредством трехполюсного переключателя (рис. 14-12).

Секции обмотки укладываются в пазы. В асинхронных машинах сердечник статора изготавливается с полуоткрытыми или открытыми пазами (рис. 14-13). На стороне полуоткрытых пазов преимущество

меньшего магнитного сопротивления, следовательно, двигатель с такими пазами требует меньшего намагничивающего тока. С другой стороны, при открытых пазах проще осуществляется укладка секций обмотки и надежнее условия для изоляции, что весьма важно для двигателя высокого напряжения.

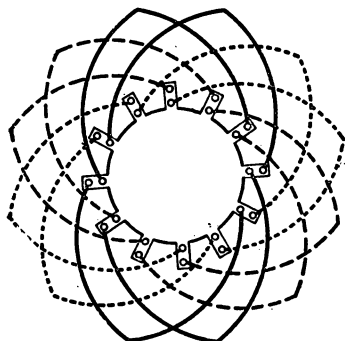


Рис. 14-14. Расположение сторон секций в пазах при двухслойной обмотке.

Расстояние между сторонами секций катушки при расчетах обмоток и на схемах обычно указывается не в единицах длины, а в виде долей полюсного деления или числа пропущенных зубцов. Ширина секции, измеренная таким образом, называется *у* всех электрических машин *шагом обмотки у*. Если этот шаг равен полюсному делению  $y = \tau$ , обмотка называется *диаметральной*. Если  $y < \tau$ , то обмотка имеет *укороченный шаг*.

В большинстве случаев обмотка выполняется *двухслойной*, т. е. в каждый паз укладываются стороны двух секций (рис. 14-14), причем одна сторона каждой секции лежит в верхнем слое, а вторая сторона в нижнем слое. Двухслойная обмотка выполняется обычно из заранее намотанных на станке шаблонных секций.

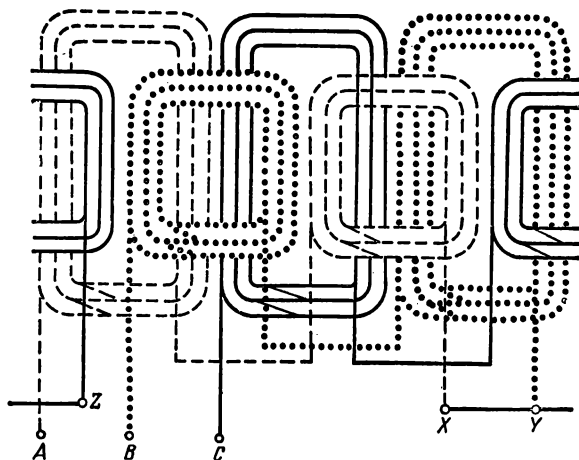


Рис. 14-15. Развернутая на плоскость схема обмотки четырехполюсной машины.

Чтобы дать возможность вставить ротор, головки катушек надо отогнуть в сторону. Эти отогнутые стороны катушек, лежащие на торцевых сторонах, являются *лобовыми соединениями* обмотки. Они необходимы лишь для соединения между собой активных сторон витков обмотки, а магнитные линии, замыка-



кающиеся вокруг них, образуют большую часть потока рассеяния статора. По этим причинам желательно, чтобы лобовые соединения были возможно короче.

Схема всех трех фаз обмотки четырехполюсной машины, развернутая на плоскость, дана на рис. 14-15. Здесь каждая катушечная группа состоит из трех секций. Из-за того, что лобовые соединения отдельных фаз обмотки между собой перекрываются, их приходится делать различной длины. На схеме обмотки это показано условно в виде удлинения соответствующих катушек (фазы  $A$  и  $C$ ). Начала фазных обмоток обозначены  $A, B$  и  $C$ , концы —  $X, Y, Z$ . Проводники, соединяющие между собой отдельные секции фазной катушечной группы, на схеме показаны более тонкими линиями.

#### 14-4. БЕГУЩИЕ МАГНИТНЫЕ ВОЛНЫ

Выше, в § 6-11, мы познакомились с простейшей двухполюсной формой вращающегося магнитного поля, возбуждаемого трехфазной системой токов. Но в асинхронных многополюсных машинах вращающееся поле имеет несколько иную форму. Его магнитные линии не проходят через ось вращения, а образуют несколько магнитных волн, бегущих вдоль окружности статора. Явления волн часто встречаются в электротехнических устройствах; магнитные волны

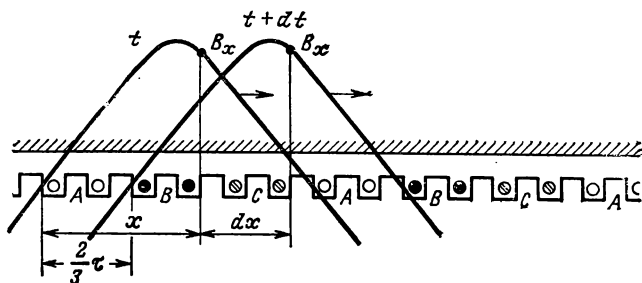


Рис. 14-16. Движение магнитной волны вдоль окружности статора.

в асинхронной машине представляют собой один из простейших случаев волнообразования.

Представим себе выпрямленную часть окружности статора многополюсной машины (рис. 14-16). Вдоль этой окружности размещены три многокатушечные обмотки. Но на нашем рисунке показана только часть статора, соответствующая трем катушкам, т. е. два полюсных деления ( $2\tau$ ). Здесь размещены катушки  $A, B, C$ , принадлежащие трем фазам обмотки. По отношению друг к другу эти катушки сдвинуты на одну треть двойного полюсного деления  $2\tau/3$ . Будем считать поле каждой из трех катушек распределенным синусоидально (что близко к истине) по окружности статора вдоль катушки. При этом условии, если в центре катушки магнитная индукция имеет значе-

ние  $B_A$ , то в некоторой произвольной точке, лежащей на расстоянии  $x$  от края катушки, магнитная индукция будет:

$$B_{Ax} = B_A \sin \frac{2\pi}{\tau} x = B_A \sin \frac{\pi}{\tau} x. \quad (14-5)$$

Намагничивающая сила второй и третьей катушек в той же точке возбуждает магнитную индукцию:

$$B_{Bx} = B_B \sin \left( \frac{\pi}{\tau} x - \frac{2\pi}{3} \right); \quad B_{Cx} = B_C \sin \left( \frac{\pi}{\tau} x - \frac{4\pi}{3} \right).$$

В воздушном зазоре машины можно считать, что магнитные поля отдельных катушек направлены одинаково, перпендикулярно сердечнику статора, на основании чего (пренебрегая влиянием магнитного насыщения) можно определить результирующую индукцию в точке  $x$  как алгебраическую сумму магнитных индукций, возбуждаемых в этой точке н. с. катушек трех фаз обмотки, т. е.

$$B_x = B_{Ax} + B_{Bx} + B_{Cx} = B_A \sin \frac{\pi}{\tau} x + B_B \sin \left( \frac{\pi}{\tau} x - \frac{2\pi}{3} \right) + \\ + B_C \sin \left( \frac{\pi}{\tau} x - \frac{4\pi}{3} \right).$$

Но индукция в поле каждой из катушек изменяется синусоидально во времени, и поскольку они возбуждаются токами трехфазной системы, между ними должен быть соответствующий сдвиг фаз на одну треть периода. Мы считаем трехфазную систему токов симметричной, а катушки одинаковыми, поэтому должны быть равны между собой амплитудные значения  $B_m$  магнитной индукции в середине каждой из катушек. Таким образом, магнитная индукция в середине каждой из трех катушек будет:

$$B_A = B_m \sin \omega t; \quad B_B = B_m \sin (\omega t - 2\pi/3); \quad B_C = B_m \sin (\omega t - 4\pi/3).$$

Следовательно, результирующая магнитная индукция в точке  $x$

$$B_x = B_{Ax} + B_{Bx} + B_{Cx} = B_m \left[ \sin \frac{\pi}{\tau} x \sin \omega t + \sin \left( \frac{\pi}{\tau} x - \frac{2\pi}{3} \right) \sin \omega t + \right. \\ \left. + \sin \left( \frac{\pi}{\tau} x - \frac{4\pi}{3} \right) \sin \left( \omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \right] = 1,5 B_m \left( \sin \frac{\pi}{\tau} x \sin \omega t + \right. \\ \left. + \cos \frac{\pi}{\tau} x \cos \omega t \right) = 1,5 B_m \cos \left( \frac{\pi}{\tau} x - \omega t \right). \quad (14-6)$$

Последнее выражение представляет собой уравнение бегущей магнитной волны.

Амплитуда  $1,5 B_m$  постоянна, следовательно, в любой момент времени в пределах двойного полюсного деления существует точка, в которой магнитная индукция имеет амплитудное значение  $B_m$ . Это относится, конечно, и ко всем значениям  $B_x$  в пределах от  $B_m$  до  $-B_m$ . Если в некоторый момент  $t$  индукция в точке  $x$  имеет значение  $B_x$ , то можно найти такую точку  $x + dx$ , в которой спуск

время  $dt$  индукция будет иметь это же значение  $B_x$ . Положение точки  $x + dx$  определим на основании равенства

$$B_x = 1,5B_m \cos\left(\frac{\pi}{\tau}x - \omega t\right) = 1,5B_m \cos\left[\frac{\pi}{\tau}(x + dx) - \omega(t + dt)\right],$$

отсюда

$$dx = \frac{\omega\tau}{\pi} dt, \quad (14-7)$$

а искомая точка перемещается с постоянной скоростью (рис. 14-15):

$$v = dx/dt = \omega\tau/\pi = 2\tau/T = 2\tau f. \quad (14-8)$$

Следовательно, за время одного периода переменного тока такая магнитная волна проходит вдоль окружности ротора расстояние, равное двойному полюсному делению  $2\tau$ ; если положить  $\Delta t = T$ , то на основании (14-7)

$$\Delta x = 2\tau\Delta t/T = 2\tau.$$

Вдоль окружности статора бегут магнитные волны, проходящие за период  $T$  часть окружности, занимаемую тремя катушками, т. е. двойное полюсное деление. Всего на статоре размещено  $K$  катушек, образующих  $2p$  полюсных делений  $\tau$ . Следовательно, один полный оборот многополюсное вращающееся поле делает за  $p$  периодов, а скорость вращения поля в минуту будет:

$$n_1 = f \cdot 60/p.$$

Такие же бегущие магнитные волны возникают в синхронной машине (см. гл. 16). Вообще распространение процессов в виде электромагнитных волн имеет место во многих электротехнических устройствах, например в линиях передачи.

#### 14-5. ЭЛЕКТРОДВИЖУЩАЯ СИЛА, ИНДУКТИРУЕМАЯ В ОБМОТКЕ СТАТОРА

Вращающееся магнитное поле машины индуцирует в каждом из витков обмотки статора э. д. с.:

$$e_B = -d\psi/dt.$$

Так как магнитное поле можно считать распределенным синусоидально вдоль окружности ротора, то потокосцепление витка при вращении поля изменяется во времени тоже синусоидально:

$$\psi = \Phi_B \sin \omega t,$$

что дает возможность воспользоваться для определения действующего значения э. д. с. витка выражением трансформаторной э. д. с. (см. § 8-1), т. е.

$$E_B = 4,44f\Phi_B,$$

но в отличие от трансформатора здесь  $\Phi_B$  обозначает не амплитуду, а постоянное по величине значение магнитного потока вращающегося поля.

При определении э. д. с., индуцируемой в каждой из фазных обмоток машины, необходимо учесть то, что эта э. д. с. индуцируется не переменным магнитным полем, а вращающимся; обычно необходимое число витков обмотки статора не сосредоточивается в одной катушке, каждая из сторон которой лежит в одном пазу, а делится на несколько секций, размещенных в лежащих рядом  $q$  пазах. Эти секции соединены между собой последовательно и образуют катушечную группу обмотки, заменяющую катушку. Ширина зубца сердечника определяет геометрический центральный угол между двумя соседними пазами:  $\beta = 360^\circ/Z$ ; здесь  $Z$  — число зубцов сердечника, равное числу пазов. Вращающееся магнитное поле пересекает стороны секций неодновременно, что вызывает сдвиг фаз между э. д. с. соседних секций катушки. Угол  $\alpha$  этого сдвига фаз больше геометрического угла  $\beta$  в  $p$  раз:

$$\alpha = p\beta = p360^\circ/Z. \quad (14-9)$$

Электрические градусы  $\alpha$  сдвига фаз больше геометрических вследствие того, что повороту  $2p$  полюсного поля на  $360^\circ$  соответствует изменение фазы индуцируемых э. д. с. на  $p \times 360^\circ$  эл. град. Из-за сдвига фаз между э. д. с. отдельных секций катушки э. д. с.  $E_1$  катушечной группы меньше произведения э. д. с. одного витка  $E_v$  на число витков  $w_1$  катушечной группы:

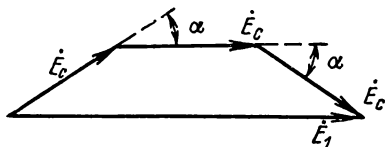


Рис. 14-17. Векторное сложение э. д. с. отдельных секций катушки.

$$E_1 < E_v w_1,$$

так как э. д. с. секций складываются как векторы (рис. 14-17). Таким образом, вследствие распределения катушки по пазам имеет место некоторая потеря э. д. с. Второй причиной уменьшения э. д. с. обмотки является часто применяемое укорочение шага обмотки, т. е. дуга между двумя сторонами витка обмотки берется несколько меньше полюсного деления  $\tau$ . Это делается для уменьшения длины лобовых соединений. При таком укорочении виток сцепляется не со всем потоком полюса и, следовательно, в нем индуцируется соответственно меньшая э. д. с.

Уменьшение э. д. с. из-за сдвига фаз между э. д. с. отдельных секций и из-за укорочения шага при расчетах обмоток учитывается посредством обмоточного коэффициента  $k_{об1} \leq 1$ . У асинхронных машин  $k_{об1} = 0,92 \div 0,96$ .

Таким образом, э. д. с., индуцируемая вращающимся магнитным полем в каждой фазной обмотке статора,

$$E_1 = E_v w_1 k_{об1} = 4,44 f w_1 k_{об1} \Phi_v. \quad (14-10)$$

Отметим, что понятия обмоточного коэффициента и электрических градусов относятся не только к асинхронным машинам, а ко всем электрическим машинам и устройствам, в которых при работе возникает вращающееся магнитное поле в той или иной форме.

#### 14-6. НАПРЯЖЕНИЕ НА ЗАЖИМАХ СТАТОРА

В обмотке статора э. д. с. индуцируются не только потоком вращающегося магнитного поля, сцепляющимся одновременно с проводниками статора и ротора. Обмотка статора сцеплена также с потоком рассеяния  $\Phi_{р1}$ . Это та часть потока статора, линии магнитной индукции которой замыкаются помимо ротора. Поток рассеяния статора  $\Phi_{р1}$  складывается (рис. 14-18) из потоков, замыкающихся поперек пазов сердечника  $\Phi_{п}$ , вокруг лобовых соединений  $\Phi_{л}$ , между коронками зубцов статора и ротора, т. е. в воздушном зазоре машины ( $\Phi_{к}$ ). Чем больше воздушный зазор, чем длиннее лобовые соединения и чем глубже заложены проводники обмотки в пазы, тем больше поток рассеяния  $\Phi_{р1}$ . Так как большая часть пути этого потока проходит в воздухе, то на тех же основаниях, как и для трансформатора, можно считать поток рассеяния прямо пропорциональным силе тока статора и совпадающим по фазе с этим током.

Поток рассеяния индуцирует в каждой из фаз обмотки статора э. д. с. рассеяния  $E_{р1}$ , которая отстает по фазе от этого потока, а следовательно, и от тока на четверть периода. Как и для трансформатора, напряжение —  $\dot{E}_{р1}$ , уравновешивающее э. д. с. рассеяния, можно выразить через произведение силы тока статора  $I_1$  на индуктивное сопротивление  $x_1 = \omega L_1$ , т. е.

$$-\dot{E}_{р1} = \dot{I}_1 j x_1 = \dot{I}_1 j \omega L_1,$$

где  $L_1$  — индуктивность рассеяния статора.

Таким образом, ток в каждой из фазных обмоток можно рассматривать как создаваемый совместным действием фазного напряжения сети  $U_1$  и двух э. д. с. — одной, индуцируемой вращающимся магнитным полем, и второй, индуцируемой потоком рассеяния.

Следовательно,

$$\dot{I}_1 = (\dot{U}_1 + \dot{E}_1 + \dot{E}_{р1}) / r_1,$$

где  $r_1$  — активное сопротивление проводников одной фазы обмотки статора («сопротивление меди статора»), на основании чего напряжение

$$\dot{U}_1 = (-\dot{E}_1) + \dot{I}_1 (r_1 + jx_1);$$

здесь комплексная величина в скобках есть полное сопротивление фазы обмотки статора:

$$Z_1 = r_1 + jx_1.$$

Таким образом,

$$\dot{U}_1 = (-\dot{E}_1) + \dot{I}_1 Z_1. \quad (14-11)$$

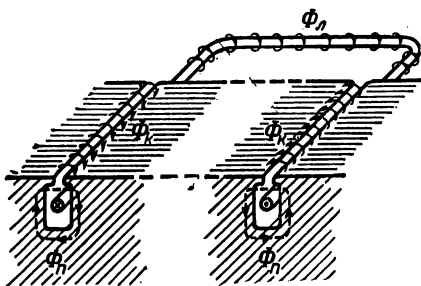


Рис. 14-18. Магнитные потоки, образующие поток рассеяния статора.

Это уравнение ничем не отличается от уравнения первичного напряжения трансформатора (см. § 10-1), что естественно, так как в асинхронной машине, а также и в трансформаторе передача энергии во вторичную цепь (передача энергии ротору) осуществляется при посредстве магнитного потока.

В уравнении асинхронного двигателя величина  $I_1 Z_1$  существенно больше, чем в трансформаторе. Это — результат наличия воздушного зазора в магнитной цепи машины.

Все же падение напряжения  $I_1 Z_1$  в машинах средней и большой мощности относительно мало и приближенно:

$$U_1 \approx 4,44 f w_1 k_{об1} \Phi_B.$$

Следовательно, приближенно можно считать магнитный поток вращающегося поля машины не зависящим от ее нагрузки.

#### 14-7. ЭЛЕКТРОДВИЖУЩАЯ СИЛА И СИЛА ТОКА В ОБМОТКЕ РОТОРА

Ток в обмотке ротора создается э. д. с., индуцируемой в этой обмотке вращающимся магнитным полем машины. В большинстве случаев ротор снабжен короткозамкнутой обмоткой, состоящей из  $N$  стержней, замкнутых на торцевых сторонах кольцами. Между э. д. с., индуцированными в двух соседних стержнях такой обмотки, имеет место сдвиг фаз  $\alpha = 360^\circ p/N$ . Можно считать, что число фаз короткозамкнутого ротора равно числу стержней,  $N = m_2$ , а число витков в каждой такой фазе  $w_2 = 1/2$ .

В случае фазного ротора по отношению к его обмотке, выполненной изолированным проводом, можно применить вышеприведенное понятие обмоточного коэффициента статора.

Таким образом, пока ротор неподвижен, э. д. с., индуцируемую в каждой из фаз его обмотки, можно рассчитывать по той же формуле, как и э. д. с., индуцируемую в обмотке статора, т. е.

$$E_{2H} = 4,44 f w_2 k_{об2} \Phi_B, \quad (14-12)$$

где для короткозамкнутого ротора  $w_2 = 1/2$ ;  $k_{об2} = 1$ . Но во время работы двигателя ротор вращается вслед за полем, что вызывает изменение частоты индуцируемой в нем э. д. с. Чтобы определить эту частоту, мы можем воспользоваться (§ 14-4) выражением  $f = p n_1 / 60$ . В случае вращающегося ротора вместо  $n_1$  нужно подставить разность  $n_1 - n$ , так как поле пересекает ротор только вследствие того, что он отстаёт от этого поля. Следовательно, частота э. д. с., индуцируемой в роторе, короче, просто частота скольжения будет:

$$f_2 = p (n_1 - n) / 60.$$

Чтобы выразить эту частоту через частоту питающей сети  $f$ , разделим и умножим правую часть формулы на  $n_1$ , и так как

$$p n_1 / 60 = f, \text{ а } (n_1 - n) / n_1 = s,$$

то окончательно частота скольжения

$$f_2 = fs, \quad (14-13)$$

т. е. она равна частоте сети, умноженной на скольжение.

Следовательно, э. д. с. вращающегося ротора

$$E_2 = 4,44 f s w_2 k_{062} \Phi_B = E_{2H} s.$$

Эта э. д. с. создает в каждой из фаз обмотки ротора ток

$$I_2 = E_2 / \sqrt{r_2^2 + (\omega_2 L_2)^2} = E_2 / \sqrt{r_2^2 + (s \omega L_2)^2},$$

где  $r_2$  — активное сопротивление фазы обмотки ротора;  $L_2$  — индуктивность рассеяния ротора, т. е. индуктивность, обусловленная той частью потока ротора, которая не сцепляется с обмоткой статора.

Полное сопротивление ротора

$$z_2 = \sqrt{r_2^2 + (s \omega L_2)^2},$$

сопротивление  $r_2$  и индуктивность  $L_2$  можно для упрощения считать не зависящими от скольжения, следовательно, полное сопротивление ротора возрастает с увеличением скольжения  $s$ . Заменяв  $E_2$  через  $E_{2H} s = E_2$ , получим:

$$I_2 = E_{2H} s / \sqrt{r_2^2 + (s \omega L_2)^2} = E_{2H} / \sqrt{(r_2/s)^2 + (\omega L_2)^2}.$$

Сила тока в обмотке ротора увеличивается с повышением скольжения, вследствие возрастания э. д. с. ротора  $E_2 = E_{2H} s$ , но одновременно увеличивается индуктивное сопротивление ротора  $s \omega L_2$ . Благодаря этому сила тока возрастает далеко не в такой мере, в какой увеличивается э. д. с. ротора. В частности, если принять скольжение при номинальной нагрузке  $s = 0,02$ , то при пуске двигателя, когда  $s = 1$ , э. д. с. возрастает по сравнению с рабочими условиями в 50 раз; но сила тока при пуске будет больше номинальной примерно только в 6,5 раза. Это дает возможность в современных сетях пускать асинхронные двигатели путем простого включения рубильника, без применения приспособлений, ограничивающих силу пускового тока.

#### 14-8. ВРАЩЕНИЕ ПОЛЯ РОТОРА

Мы уже рассмотрели вращающееся магнитное поле, возбуждаемое токами статора. Но токи ротора также образуют многофазные системы — трехфазную в случае фазного ротора и  $N$ -фазную в случае короткозамкнутого ротора. Следовательно, токи в обмотке ротора должны также возбуждать вращающееся магнитное поле. Относительную частоту вращения  $n_{отн}$  этого поля, т. е. скорость по отношению к ротору, можем определить, пользуясь общим выражением частоты вращения многополюсного поля (§ 14-4):

$$n_{отн} = f_2 \cdot 60 / p,$$

а так как сам ротор вращается в том же направлении со скоростью

$n$  об/мин, то, следовательно, поле ротора вращается в пространстве со скоростью

$$n_{\text{отн}} + n = sf \cdot 60/p + n = (n_1 - n) n_1/n_1 + n = n_1,$$

т. е. поле ротора вращается синхронно с полем статора, опережая при этом ротор, вращающийся медленнее поля.

Таким образом, магнитные волны статора и ротора, бегущие вдоль окружности воздушного зазора, по отношению друг к другу остаются неподвижными, что является характерным условием полной передачи мощности вращающимся полем. Оно служит таким же связующим звеном между обмотками статора и ротора, как и переменное магнитное поле в трансформаторе, передающее энергию от первичной ко вторичной обмотке. На этом основании и при вращении ротора н. с. токов статора и ротора можно рассматривать как векторы, геометрическая сумма которых определяет н. с., возбуждающую вращающееся магнитное поле машины. При расчете этих н. с. необходимо учитывать то обстоятельство, что они создаются обмотками, секции которых распределены по нескольким пазам, вследствие чего н. с. отдельных секций обмоток не совпадают в пространстве. Чтобы учесть это, можно ввести в выражения н. с. коэффициент, меньший единицы, приближенно равный обмоточному коэффициенту.

Следовательно, как при неподвижном, так и при вращающемся роторе справедливо условие магнитного равновесия

$$3w_1k_{об1}\dot{I}_1 + m_2w_2k_{об2}\dot{I}_2 = 3w_1k_{об1}\dot{I}_{10}. \quad (14-14)$$

На основании последнего уравнения можно выразить ток статора следующим образом:

$$\dot{I}_1 = -\dot{I}_2 \frac{m_2w_2k_{об2}}{3w_1k_{об1}} + \dot{I}_{10} = \dot{I}'_2 + \dot{I}_{10}. \quad (14-15)$$

Величина  $\dot{I}'_2 = -\dot{I}_2 \frac{m_2w_2k_{об2}}{3w_1k_{об1}}$  называется приведенным током ротора; это та часть тока статора, которая уравнивает размагничивающее действие тока ротора.

Ток  $I_{10}$  является током идеального холостого хода двигателя, т. е. током статора, когда ток ротора равен нулю. Чтобы из опыта определить  $I_{10}$ , необходимо сообщить ротору при помощи вспомогательного двигателя синхронную скорость. Тогда ток в роторе станет равным нулю. Таким образом, ток обычного холостого хода двигателя значительно больше, чем  $I_{10}$ .

#### 14-9. ВЕКТОРНЫЕ ДИАГРАММЫ ДВИГАТЕЛЯ

У работающего асинхронного двигателя частота в цепи ротора во много раз меньше частоты в цепи статора — частоты питающей сети. Но векторные диаграммы строятся для синусоидальных величин одинаковой частоты, следовательно, э. д. с. и ток ротора нельзя изобразить векторами на одной общей диаграмме с напряжениями и токами статора.



[illegible]

По фазе этот ток отстает от э. д. с.  $E_{2H}$  на угол

Рис. 14-19. Векторная диаграмма двигателя при неподвижном роторе.

Току ротора  $I_2$  соответствует в обмотке статора компенсирующий его приведенный ток  $\dot{I}'_2 = -\dot{I}_2 m_2 w_2 k_{062} / 3w_1 k_{061}$ ; его вектор прямо противоположен по направлению вектору  $\dot{I}_2$ .

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_2 + \dot{I}_{10}.$$

Вектор напряжения на зажимах статора можно построить на основании уравнения

$$\dot{U}_1 = (-\dot{E}_1) + \dot{I}_1 Z_1 = (-\dot{E}_1) + \dot{I}_1 r_1 + \dot{I}_1 j x_1.$$

Вектор  $(-\dot{E}_1)$  прямо противоположен по направлению вектору  $\dot{E}_1$ , он изображает часть напряжения статора, уравновешивающую э. д. с.  $\dot{E}_1$ , индуктируемую в обмотке статора вращающимся магнитным полем. К вектору  $(-\dot{E}_1)$  прибавляем вектор  $\dot{I}_1 r_1$ , параллельный вектору  $\dot{I}_1$ , и вектор  $\dot{I}_1 j x_1$ , опережающий вектор  $\dot{I}_1$  на  $90^\circ$ . Вектор  $\dot{U}_1$  является замыкающим в диаграмме перечисленных напряжений.

Бекторная диаграмма двигателя при неподвижном роторе по существу тождественна векторной диаграмме трансформатора при короткозамкнутой вторичной обмотке. В этих условиях нет отдачи механической энергии двигателем на валу, а вся подведен-

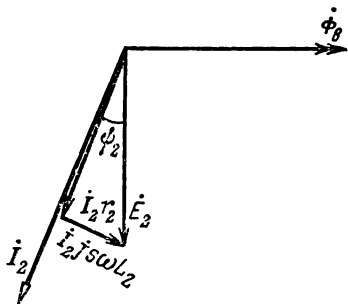


Рис. 14-20. Векторная диаграмма цепи ротора.

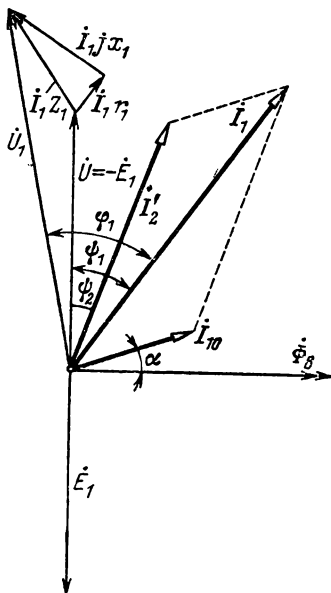


Рис. 14-21. Векторная диаграмма статора.

ная к статору мощность поглощается в самом двигателе. Примерно половина напряжения статора  $U_1$ , пока двигатель заторможен, затрачивается на внутреннее падение напряжения в обмотке статора  $\dot{I}_1 z_1$ , вследствие чего э. д. с.  $\dot{E}_1$  примерно вдвое меньше, чем при рабочих условиях двигателя. Затем  $\Phi_\delta = E_1 / 4,44 f w_1 k_{об1}$ , следовательно, магнитный поток двигателя, пока он заторможен, составляет примерно половину значения потока работающего двигателя. Таким образом, в части количественных соотношений диаграмма заторможенного двигателя должна очень существенно отличаться от диаграммы вращающегося двигателя.

Основной трудностью при построении векторной диаграммы работающего двигателя является различие частот цепи статора (частота  $f$ ) и цепи ротора (частота  $f_2 = fs$ ).

Можно ограничиться построением двух отдельных диаграмм для цепи ротора (рис. 14-20) и для цепи статора (рис. 14-21). Для обеих

диаграмм исходным вектором удобно считать вектор  $\Phi_B$  магнитного потока вращающегося поля. Этот поток по отношению к обмотке вращающегося ротора эквивалентен потоку, неподвижному по отношению к ротору и изменяющемуся во времени с частотой  $f_2$ . По отношению к неподвижной обмотке статора поток  $\Phi_B$  эквивалентен неподвижному потоку, изменяющемуся во времени синусоидально с частотой  $f$  (вращение потока  $\Phi_B$  обуславливает наличие обмоточного коэффициента в уравнении э. д. с.).

Положение вектора  $E_2$  в диаграмме ротора определяется тем, что он должен отставать от вектора потока  $\Phi_B$  на  $90^\circ$ . В рабочих условиях асинхронного двигателя скольжение  $s = 0,02 \div 0,04$ , вследствие чего частота в цепи ротора  $f_2 = fs$  мала, а следовательно, мало и пропорциональное ей индуктивное сопротивление  $s\omega L_2$ ; по этой причине вектор тока  $I_2$  отстает от  $E_2$  лишь на небольшой угол:

$$\psi_2 = \arccos(r_2 / \sqrt{r_2^2 + (s\omega L_2)^2}).$$

Исходным вектором диаграммы статора служит вектор потока  $\Phi_B$ , по отношению к которому э. д. с.  $E_1$  отстает на  $90^\circ$ . Вектор намагничивающего тока  $I_{10}$  должен опережать вектор  $\Phi_B$  на угол магнитного запаздывания  $\alpha$ , а положение вектора  $I_2$  — приведенного тока ротора — определяется положением вектора  $I_2$  по отношению к  $\Phi_B$ . Вектор  $I_2$  должен быть противоположен по фазе вектору  $I_2$ , а последний отстает от  $\Phi_B$  на  $90^\circ + \psi_2$ . Таким образом, вектор  $I_2$  должен опережать  $\Phi_B$  на угол  $180^\circ - 90^\circ - \psi_2 = 90^\circ - \psi_2$ . Вектор  $(-E_1)$  опережает  $\Phi_B$  на  $90^\circ$ , следовательно,  $I_2$  отстает от  $(-E_1)$  на угол  $\psi_2$ .

Вектор тока статора

$$I_1 = I_2 + I_{10},$$

а вектор напряжения

$$\dot{U}_1 = (-E_1) + I_1 r_1 + I j x_1,$$

что позволяет построить эти векторы так же, как это делается в диаграмме трансформатора или заторможенного двигателя. Но в отличие от последней диаграммы треугольник внутреннего падения напряжения статора с гипотенузой  $I_1 z_1$  у работающего двигателя относительно мал.

Если сопоставлять его с треугольником внутреннего падения напряжения в трансформаторе, то он будет существенно больше, чем у трансформатора. Основной причиной является большое магнитное рассеяние, обусловленное тем, что обмотка статора отделена от обмотки ротора воздушным зазором; из-за наличия воздушного зазора относительно велик также намагничивающий ток  $I_{10}$ .

Две отдельные диаграммы цепей статора и ротора не показывают влияние механической нагрузки двигателя на его электрические условия. Чтобы уяснить это влияние, можно обратиться к трансформатору, энергетические соотношения в котором те же, что и в асинхронном двигателе. Это осуществляется путем приведения цепи



После такой замены легко построить общую векторную диаграмму двигателя статора и ротора, причем порядок построения тот же, что и для трансформатора или двигателя при заторможенном роторе (рис. 14-19). Исходным вектором служит  $\Phi_v$  (рис. 14-23), по отношению к которому э. д. с. ротора, приведенного к условиям трансформатора  $\dot{E}_{2H}$ , отстает на  $90^\circ$ , так же как и э. д. с. статора  $\dot{E}_1$ .

Отметим, что э. д. с.  $\dot{E}_{2H}$ , действующая в эквивалентной схеме цепи ротора и являющаяся одной из важных расчетных величин для асинхронного двигателя, значительно (примерно вдвое) больше э. д. с.  $\dot{E}_{2H}$ , индуцируемой фактически в роторе заторможенного двигателя (масштабы для роторных и статорных величин на рис. 14-23 взяты различными).

По отношению к  $\dot{E}_{2H}$  ток  $\dot{I}_2$  отстает на угол  $\psi_2 = \arctg [\omega L_2 / (r_2 + r)] = \arctg (s\omega L_2 / r_2)$ , т. е. это тот же сдвиг фаз, который имеет место во вращающемся роторе между э. д. с.  $\dot{E}_2$  и током  $\dot{I}_2$ .

Вторичную цепь образуют активные сопротивления  $r_2 + r = r_2/s$  и индуктивное сопротивление  $\omega L_2$ , соответственно э. д. с.  $\dot{E}_{2H}$  падает на активную составляющую  $\dot{I}_2 r_2/s$  и реактивную составляющую  $\dot{I}_2 \omega L_2$ . Вектор приведенного тока ротора  $\dot{I}_2' = -\dot{I}_2 m_2 w_2 k_{об2} / 3w_1 k_{об1}$  прямо противоположен вектору  $\dot{I}_2$ , а ток статора  $\dot{I}_1 = \dot{I}_2 + \dot{I}_{10}$ . Наконец, вектор напряжения статора строится на основании уравнения  $\dot{U}_1 = (-\dot{E}_1) + \dot{I}_1 r_1 + \dot{I}_1 jx$ .

#### 14-10. ЭКВИВАЛЕНТНАЯ СХЕМА ДВИГАТЕЛЯ

Для расчетов рабочих процессов асинхронного двигателя часто используется эквивалентная схема двигателя. Это несколько электрически соединенных постоянных активных и индуктивных сопротивлений, а также переменное активное сопротивление, замещающее в эквивалентной схеме механическую нагрузку на валу двигателя.

Для обоснования такой эквивалентной схемы преобразуем соответствующим образом основные уравнения двигателя, а так как эквивалентная схема включается в сеть на место статора, то все роторные величины приведем к числу витков, обмоточному коэффициенту и числу фаз статора подобно тому, как мы приводили к числу витков первичной обмотки трансформатора величины, относящиеся ко вторичной обмотке (§ 10-6). Асинхронный двигатель является трехфазным устройством, но его фазы симметричны, поэтому достаточно составить эквивалентную схему для одной фазы двигателя.

Электродвижущая сила статора  $E_1$  связана с э. д. с. неподвижного ротора  $E_{2H}$  соотношением

$$E_1 = E_{2H} w_1 k_{об1} / w_2 k_{об2} = E_{2H} k_e,$$

где  $k_e$  — коэффициент трансформации напряжения асинхронной машины.

Согласно векторной диаграмме двигателя

$$\dot{E}_{2H} = \dot{I}_2 \left( \frac{r_2}{s} + j\omega L_2 \right) = \dot{I}_2 (r_2 + r + j\omega L_2) = \dot{I}_2 Z_2 + \dot{I}_2 r.$$

Следовательно,

$$\dot{E}_1 = \dot{I}_2 (Z_2 + r) k_e.$$

Ток ротора  $I_2$  можно заменить приведенным током:

$$\dot{I}_2 = - \dot{I}'_2 3w_1 k_{об1} / m_2 w_2 k_{об2} = - \dot{I}'_2 k_i,$$

где  $k_i$  — коэффициент трансформации токов асинхронной машины.

Сделав подстановку, получим:

$$\dot{E}_1 = - \dot{I}'_2 (Z_2 + r) k_e k_i.$$

Произведение  $k_e k_i = k$  есть коэффициент трансформации асинхронной машины.

Введем теперь в уравнения асинхронного двигателя приведенные сопротивления цепи ротора:

$$Z_2 k_e k_i = Z'_2 \text{ и } r k_e k_i = r'.$$

Эти сопротивления, включенные в цепь статора, будут потреблять такую же мощность и при том же сдвиге фаз, как это имеет место в соответствующих сопротивлениях, находящихся в цепи ротора (см. § 10-6).

Таким образом, э. д. с. статора

$$\dot{E}_1 = - \dot{I}'_2 (Z'_2 + r'),$$

а напряжение статора (фазное)

$$\dot{U}_1 = (-\dot{E}_1) + \dot{I}_1 Z_1 = \dot{I}_1 Z_1 + \dot{I}'_2 (Z'_2 + r'). \quad (14-18)$$

С другой стороны, э. д. с.  $\dot{E}_1$  пропорциональна намагничивающему току  $\dot{I}_{10}$  и по тем же соображениям, как и для трансформатора, напряжение

$$(-\dot{E}_1) = \dot{I}_{10} Z_{12},$$

где условная величина  $Z_{12}$ , имеющая размерность сопротивления, в эквивалентной схеме изображает магнитную цепь двигателя. Следовательно, для напряжения статора справедливо также второе уравнение

$$\dot{U}_1 = \dot{I}_1 Z_1 + \dot{I}_{10} Z_{12}. \quad (14-19)$$

Вместе с уравнением тока статора

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_{10} + \dot{I}'_2. \quad (14-20)$$

Два уравнения напряжения статора (14-18) и (14-19) можно рассматривать как уравнения двух законов Кирхгофа для схемы рис. 14-24. В ней  $Z_1$  изображает обмотку статора,  $Z'_2$  — обмотку ротора,  $Z_{12}$  — магнитную цепь машины, а  $r'$  — механическую нагрузку.

Уточним, что ток  $\dot{I}'_{10}$  является током и д е а л ь н о г о х о л о с т о г о х о д а двигателя, т. е. это ток двигателя в условиях, когда ток в роторе отсутствует ( $I_2 = 0$ ). Ток  $I_{10}$  можно измерить фактически,

если посредством внешнего двигателя довести ротор до синхронной скорости ( $s = 0$ ).

При такой синхронной скорости изображающее механическую нагрузку сопротивление

$$r' = r_2/s - r_2 = r_2(1 - s)/s = \infty.$$

Если затормозить двигатель, то  $s = 1$  и, следовательно,

$$r' = 0.$$

По этой причине соответствующий опыт торможения двигателя именуется опытом короткого замыкания — обычно он осуществляется при сильно пониженном напряжении на статоре.

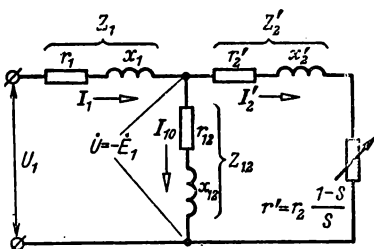


Рис. 14-24. Эквивалентная схема асинхронного двигателя.

## 14-11. ЭНЕРГЕТИЧЕСКАЯ ДИАГРАММА ДВИГАТЕЛЯ

В асинхронном двигателе осуществляется преобразование электрической энергии, подводимой из сети трехфазного тока, в механическую энергию, отдаваемую на валу машины. На основании анализа этого процесса передачи энергии можно относительно просто и

наглядно определить вращающий момент двигателя. Энергетическая диаграмма двигателя показана на рис. 14-25. В ней исходной величиной является мощность  $P_1 = 3U_1I_1 \cos \phi_1$ , подведенная из сети трехфазного тока. Часть этой мощности  $P_{пр1}$  затрачивается на нагревание проводников обмотки статора (потери в меди статора).

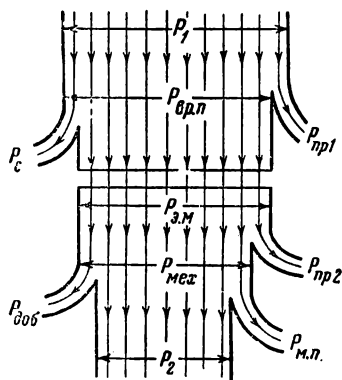


Рис. 14-25. Энергетическая диаграмма асинхронного двигателя.

Остальная мощность преобразуется в мощность вращающегося магнитного поля  $P_{вр.п.}$ . Но из этой мощности часть  $P_c$  затрачивается на потери от гистерезиса и вихревых токов в сердечнике статора. Потери в сердечнике ротора, через который замыкается магнитный поток, практического значения

не имеют благодаря тому, что частота  $f_2$  в роторе весьма мала (1—3 Гц), а при такой частоте потери в стали незначительны.

Таким образом, ротору через воздушный зазор вращающимся полем передается электромагнитная мощность  $P_{з.м} = P_{вр.п} - P_c$ . Наконец, чтобы определить механическую мощность  $P_{мех}$ , развиваемую ротором, из электромагнитной мощности нужно вычесть потери на нагревание проводников ротора  $P_{пр2}$ . Следовательно,

$$P_{мех} = P_1 - P_{пр1} - P_c - P_{пр2}.$$

Но полезная механическая мощность  $P_2$ , отдаваемая на валу двигателя, будет меньше механической мощности  $P_{\text{мех}}$  из-за механических потерь  $P_{\text{м.п}}$  в двигателе и добавочных потерь  $P_{\text{доб}}^*$ , т. е.

$$P_2 = P_{\text{мех}} - P_{\text{м.п}} - P_{\text{доб}}.$$

Чтобы выразить отдельные составляющие мощности двигателя, обратимся к векторной диаграмме, при этом мы будем рассматривать фазные величины.

Возьмем часть диаграммы статора (рис. 14-26), на основании которой, проектируя вектор напряжения статора  $U_1$  и его составляющие на направление

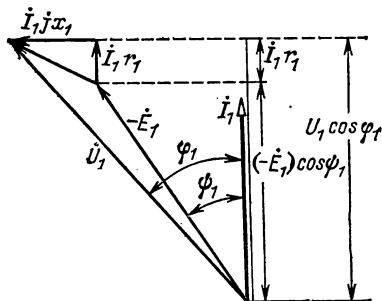


Рис. 14-26. Часть векторной диаграммы статора.

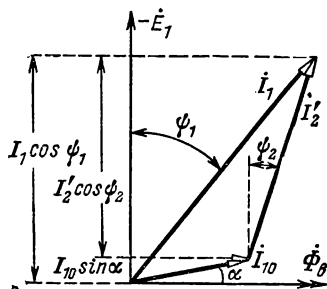


Рис. 14-27. Векторная диаграмма токов статора.

вектора тока статора, получим следующее выражение для активной составляющей напряжения статора:

$$U_1 \cos \varphi_1 = I_1 r_1 + (-E_1) \cos \varphi_1.$$

Чтобы преобразовать это выражение в уравнение подведенной мощности двигателя, умножим обе части на  $3I_1$  и получим:

$$3U_1 I_1 \cos \varphi_1 = 3I_1^2 r_1 + 3(-E_1) I_1 \cos \varphi_1.$$

В этом выражении

$$3I_1^2 r_1 = P_{\text{пр}}; 3(-E_1) I_1 \cos \varphi_1 = P_{\text{вр.п.}}$$

Теперь воспользуемся диаграммой тока статора и его составляющих (рис. 14-27), на основании которой

$$I_1 \cos \varphi_1 = I_{10} \sin \alpha + I_2' \cos \varphi_2.$$

Это выражение подставим в уравнение подведенной мощности двигателя:

$$3U_1 I_1 \cos \varphi_1 = 3I_1^2 r_1 + 3(-E_1) I_{10} \sin \alpha + 3(-E_1) I_2' \cos \varphi_2;$$

здесь

$$3(-E_1) I_{10} \sin \alpha = P_c,$$

а

$$3(-E_1) I_2' \cos \varphi_2 = P_{\text{э.м.}}$$

Электромагнитную мощность  $P_{\text{э.м}}$  выразим через роторные величины, воспользовавшись тем, что э. д. с.

$$E_1 = E_{2н} w_1 k_{об1} / w_2 k_{об2},$$

а приведенный ток ротора

$$I_2' = -I_2 m_2 w_2 k_{об2} / 3w_1 k_{об1}.$$

\* Эти потери создаются пульсациями магнитного поля, вызываемыми изменениями относительного положения зубцов ротора и статора. Они составляют около 0,5% подведенной мощности.



Таким образом,

$$P_{2,м} = 3 (-E_1) I_2' \cos \psi_2 = m_2 E_{2н} I_2 \cos \psi_2.$$

Входящую в последнее выражение э. д. с. неподвижного ротора выразим через э. д. с. вращающегося ротора:

$$E_{2н} = E_2/s,$$

а затем на основании векторной диаграммы ротора (рис. 14-20), заменив  $E_2 \cos \psi_2 = I_2 r_2$ , получим:

$$P_{2,м} = m_2 I_2^2 r_2 / s.$$

Механическая мощность

$$P_{мех} = P_{2,м} - P_{пр2} = m_2 I_2^2 r_2 / s - m_2 I_2^2 r_2,$$

или

$$P_{мех} = m_2 I_2^2 r_2 (1 - s) / s = P_{пр2} (1 - s) / s. \quad (14-21)$$

Весьма важное соотношение

$$P_{мех} / P_{пр2} = (1 - s) / s \quad (14-22)$$

показывает, что чем больше скольжение, тем большая часть мощности, переданной ротору, теряется на нагрев его проводников. Следовательно, асинхронный двигатель может работать экономично только при малых скольжениях.

Мы можем (§ 14-9) заменить величину

$$r_2 / s = r_2 + r,$$

тогда

$$P_{мех} = m_2 I_2^2 \frac{1 - s}{s} = m_2 I_2^2 r; \quad (14-23)$$

таким образом, мы выразили механическую мощность, развиваемую ротором через эквивалентную мощность, превращающуюся в тепло в сопротивлении  $r = r_2 (1 - s) / s$ , изображающем механическую нагрузку. Это сопротивление следует считать включенным в цепь неподвижного ротора последовательно с  $r_2$  (рис. 14-22).

## 14-12. ВРАЩАЮЩИЙ МОМЕНТ ДВИГАТЕЛЯ

На основании выражения механической мощности  $P_{мех}$  двигателя можно определить его вращающий момент  $M_{вр}$ , пользуясь тем, что мощность

$$P_{мех} = M_{вр} \omega_p \text{ или } M_{вр} = P_{мех} / \omega_p, \quad (14-24)$$

где  $\omega_p$  — угловая скорость вращения ротора.

Так как угловая скорость  $\omega = 2 \pi n / 60$ , то, следовательно, связь между угловыми скоростями вращающегося поля  $\omega_n$  машины и ротора  $\omega_p$  определяется скольжением

$$s = (n_1 - n) / n_1 = (\omega_n - \omega_p) / \omega_n \text{ или } \omega_p = \omega_n (1 - s).$$

Угловая скорость вращающегося поля  $\omega_n$  равна угловой частоте переменного тока  $\omega$ , если это поле двухполюсное ( $p = 1$ ), а в общем случае в многополюсной машине поле вращается медленнее, его угловая скорость

$$\omega_n = \omega / p,$$

где  $p$  — число пар полюсов поля.

Подставив в (14-24) выражение  $\omega_p$  через  $\omega$ , получим:

$$M_{вр} = \frac{p}{(1 - s) \omega} P_{мех}$$

или на основании (14-23)

$$M_{вр} = m_2 p I_2^2 r_2 / \omega s, \quad (14-25)$$

а так как  $I_2 r_2 = E_2 \cos \psi_2$  на основании векторной диаграммы ротора (рис. 14-20), а  $E_2/s = E_{2H}$ , то, следовательно,

$$M_{вр} = E_{2H} I_2 \cos \psi_2 \frac{m_2 p}{\omega}. \quad (14-26)$$

Чтобы ввести в это выражение момента значение магнитного потока вращающегося поля, заменим согласно (14-12)

$$E_{2H} = 4,44 f \omega_2 k_{062} \Phi_B = \omega \omega_2 k_{062} \Phi_B / \sqrt{2},$$

и получим:

$$M_{вр} = \frac{1}{\sqrt{2}} m_2 p \omega_2 k_{062} \Phi_B I_2 \cos \psi_2 = \text{const } \Phi_B I_2 \cos \psi_2, \quad (14-27)$$

т. е. вращающий момент двигателя пропорционален произведению потока и силы тока, что характерно для электромагнитного момента (вращающего в двигателях и тормозящего в генераторах) всех электрических машин.

Выражение (14-26) желательно преобразовать так, чтобы в него входили напряжение на статоре  $U_1$  и параметры машины. Для такого преобразования используем соотношения эквивалентной схемы двигателя (§ 14-10), согласно которым

$$I_2^2 = I_2'^2 k_i^2; \quad r_2 = r_2' / k_e k_i;$$

на основании полученных выражений

$$m_2 I_2^2 r_2 = m_2 I_2'^2 k_i^2 r_2' / k_e k_i = 3 p I_2'^2 r_2'.$$

Подставим это выражение мощности, затрачиваемой на нагревание проводников всех трех фаз ротора, в выражение вращающего момента (14-25):

$$M_{вр} = 3 p I_2'^2 r_2' / \omega s. \quad (14-28)$$

На основании эквивалентной схемы (рис. 14-24) приведенный ток ротора

$$I_2' = U / \sqrt{(r_2' + r')^2 + (x_2')^2} = U / \sqrt{(r_2'/s)^2 + (x_2')^2};$$

подставим это выражение в (14-28):

$$M_{вр} = \frac{3p}{\omega} \frac{U^2 r_2' / s}{(r_2'/s)^2 + (x_2')^2}.$$

На основании той же эквивалентной схемы выразим напряжение  $\dot{U} = -\dot{E}_1$  через фазное напряжение ротора:

$$\dot{U} = \dot{U}_1 - \dot{I}_1 Z_1 = \dot{U}_1 - (\dot{I}_{10} + \dot{I}_2') Z_1;$$

заменив токи

$$\dot{I}_{10} = \dot{U} / Z_{12}, \quad \dot{I}_2' = \dot{U} / (Z_2' + r'),$$

найдем:

$$\dot{U} = \frac{\dot{U}_1}{1 + Z_1 / Z_{12} + Z_1 / (Z_2' + r')}.$$

Чтобы упростить это выражение, пренебрежем  $Z_1 / Z_{12}$ , так как  $Z_{12} \gg Z_1$  и, следовательно,  $Z_1 / Z_{12} \ll 1^*$ ; будем считать, что

$$\dot{U} = \dot{U}_1 (Z_2' + r') / (Z_1 + Z_2' + r').$$

Затем перейдем от символического выражения к соответствующим модулям:

$$U = U_1 \sqrt{\frac{(r_2' + r')^2 + (x_2')^2}{(r_1 + r_2' + r')^2 + (x_1 + x_2')^2}},$$

а так как

$$r_2' + r' = r_2' / s,$$

\* У нормальных асинхронных двигателей  $Z_1 : Z_{12} = 0,02 \div 0,05$ .

$$U = U_1 \sqrt{\frac{(r'_2/s)^2 + (x'_2)^2}{(r_1 + r'_2/s)^2 + (x_1 + x'_2)^2}}.$$

Это выражение  $U$  подставим в уравнение момента (14-28), тогда получим:

$$M_{\text{вр}} = U_1^2 \frac{3P}{\omega s} \frac{r'_2}{(r_1 + r'_2/s)^2 + (x_1 + x'_2)^2}. \quad (14-29)$$

#### 14-13. ЗАВИСИМОСТЬ ВРАЩАЮЩЕГО МОМЕНТА ОТ СКОЛЬЖЕНИЯ И МЕХАНИЧЕСКАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ДВИГАТЕЛЯ

Для устойчивой работы двигателя важно, чтобы автоматически устанавливалось равновесие вращающего и тормозящего моментов: с увеличением нагрузки на валу двигателя должен соответственно возрастать и вращающий момент. Это уравнивание у работающего асинхронного двигателя осуществляется следующим образом: при увеличении нагрузки на валу тормозящий момент оказывается больше вращающего, вследствие чего частота вращения ротора уменьшается — скольжение возрастает. Повышение скольжения вызывает увеличение вращающего момента, и равновесие моментов восстанавливается при возросшем скольжении.

Однако зависимость вращающего момента от скольжения довольно сложна. В частности, повышение скольжения вызывает увеличение вращающего момента только при изменении скольжения в определенных пределах. За этими пределами нарушенное равновесие моментов не восстанавливается — двигатель останавливается.

Согласно уравнению вращающего момента (14-27)

$$M_{\text{вр}} \sim \Phi_b I_2 \cos \psi_2$$

все эти три величины зависят от скольжения.

Сила тока ротора  $I_2$  (§ 14-7) с возрастанием скольжения быстро увеличивается вследствие увеличения э. д. с.  $E_2$ , пропорциональной скольжению. Сначала, пока индуктивное сопротивление ротора  $s\omega L_2$  мало по сравнению с его активным сопротивлением  $r_2$ , сила тока при росте скольжения возрастает быстро, а затем, когда  $s\omega L_2 \geq r_2$ , все медленнее.

Коэффициент мощности цепи ротора

$$\cos \psi_2 = r_2 / \sqrt{r_2^2 + (s\omega L_2)^2}$$

вследствие возрастания скольжения уменьшается сначала медленно, а потом все быстрее. Полезно пояснить физические условия, определяющие влияние  $\cos \psi_2$  на вращающий момент.

Для этого достаточно обратиться к крайним идеальным условиям — предположить, что  $\cos \psi_2 = 0$ , т. е. принять, что ротор обладает только индуктивным сопротивлением. В таких условиях токи в роторе будут иметь наибольшее значение в тех проводниках ротора, в месте расположения которых индукция была максималь-

ной четверть периода тому назад (рис. 14-28). Сила тока будет максимальна там, где поля уже нет, а силы, воздействующие на остальные провода, будут взаимно уравниваться, и вращающий момент будет равен нулю.

В реальных условиях асинхронного двигателя цепь ротора обладает как активным, так и индуктивным сопротивлением, причем последнее изменяется пропорционально скольжению, что соответственно сказывается на вращающем моменте машины.

Влияние скольжения сказывается и на главном потоке машины  $\Phi_B$ , хотя и в меньшей мере. С увеличением скольжения возрастает ток  $I_1$  статора, а следовательно, уменьшается э. д. с.

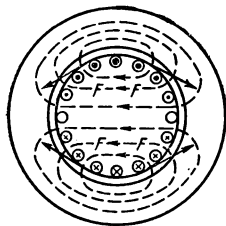


Рис. 14-28. Силы, действующие на ротор в случае чисто индуктивного его сопротивления ( $\cos \psi_2 = 0$ ).

$$\dot{E}_1 = \dot{U}_1 - \dot{I}_1 Z_1$$

и пропорциональный ей магнитный поток  $\Phi_B$ , так как

$$\Phi_B = E_1 / 4,44 f w_1 k_{061}.$$

В выражении момента (14-27) три величины зависят от скольжения, причем одна из них увеличивается с ростом скольжения, а две убывают. Следовательно, определенному значению скольжения, называемому критическим скольжением  $s_K$ , должно соответствовать максимальное значение вращающего момента. Чтобы определить условия максимума момента через параметры машины, обратимся к выражению момента (14-29)

$$M_{BP} = \frac{3p}{\omega s} \frac{U_1^2 r_2'}{(r_1 + r_2'/s)^2 + (x_1 + x_2')^2},$$

возьмем от него первую производную по скольжению и приравняем ее нулю:

$$\frac{dM_{BP}}{ds} = \frac{3p}{\omega} U_1^2 r_2' \frac{r_2'^2 - s^2 [r_1^2 + (x_1 + x_2')^2]}{[(r_1 s + r_2')^2 + s^2 (x_1 + x_2')^2]} = 0;$$

нулю может быть равен только числитель этого выражения, следовательно, критическое скольжение, соответствующее максимуму момента, будет:

$$s_K = \pm r_2' / \sqrt{r_1^2 + (x_1 + x_2')^2};$$

здесь знак минус относится к работе машины в режиме генератора (§ 14-17). Так как у нормальных машин значение  $r_1^2$  составляет не более 5% подкоренного выражения, то можно этой величиной пренебречь и считать, что критическое скольжение, выраженное через приведенные параметры цепи ротора, будет:

$$s_K = \pm r_2' / (x_1 + x_2'). \quad (14-30)$$

Если заменим  $r_2' = r_2 k$ ;  $x_2' = x_2 k$ ;  $x_1/k = x_1''$ , то получим выражение  $s_K$  через роторные сопротивления и  $x_1''$  — реактивное сопр

тивление статора, приведенное к числу фаз, витков и обмоточному коэффициенту ротора:

$$s_K = \pm r_2 / (x_1'' + x_2). \quad (14-31)$$

Индуктивность рассеяния обмоток ротора относительно велика, так как проводники лежат в стали; поэтому максимальный момент нормального двигателя обычно соответствует весьма небольшим скольжениям, а именно 4% у крупных двигателей и до 14% у мелких двигателей.

Характерная кривая зависимости вращающего момента двигателя от скольжения показана на рис. 14-29. Максимум вращающего момента разделяет кривую вращающего момента на устойчивую часть от  $s = 0$  до  $s_K$  и неустойчивую часть от  $s_K$  до  $s = 1$ , в пределах которой вращающий момент уменьшается с ростом скольжения.

У работающего двигателя динамическое равновесие моментов автоматически восстанавливается при увеличении скольжения, пока тормозящий момент на валу меньше максимального момента двигателя. Но когда тормозящий момент достиг значения максимального момента двигателя, тогда при дальнейшем увеличении нагрузки возрастание скольжения будет лишь уменьшать вращающий момент; таким образом, динамическое равновесие, нарушенное увеличением нагрузки, не восстанавливается, и вследствие преобладания тормозящего момента двигатель останавливается.

Выразим теперь величину максимального вращающего момента через параметры машины; для этого подставим выражение критического скольжения (14-30) в уравнение момента (14-29):

$$M_{вр.м} = \frac{3p}{2\omega} \frac{U_1^2}{r_1 + \sqrt{r_1^2 + (x_1 + x_2')^2}}.$$

В последнем выражении можно пренебречь  $r_1^2$  по сравнению с  $(x_1 + x_2')^2$ , что позволяет получить выражение максимального момента асинхронного двигателя в следующей простой форме:

$$M_{вр.м} = \frac{3p}{2\omega} \frac{U_1^2}{r_1 + x_1 + x_2'}. \quad (14-32)$$

Максимальный момент определяет перегрузочную способность асинхронного двигателя. Выражение (14-32) показывает, что  $M_m$  не зависит от активного сопротивления цепи ротора, в то же время согласно (14-30) и (14-31) критическое скольжение пропорционально этому сопротивлению. Следовательно, можно, увеличивая активное сопротивление цепи ротора, увеличивать критическое скольжение,

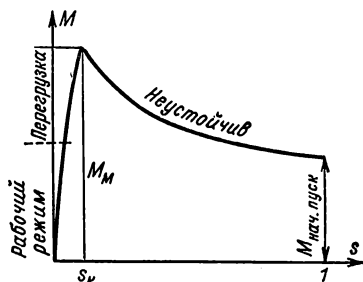


Рис. 14-29. Зависимость вращающего момента асинхронного двигателя от скольжения.

не изменяя максимальный момент. Это используется для улучшения пусковых условий в двигателях с фазным ротором и в двигателях с вытеснением тока.

То обстоятельство, что максимальный вращающий момент пропорционален  $U_1^2$ , делает асинхронный двигатель весьма чувствительным к снижению напряжения питающей его сети. При значительном снижении  $U_1$  двигатель при пуске в ход может не начать вращаться.

У нормальных асинхронных двигателей максимальный момент больше номинального в 2—2,5 раза.

Если в уравнении вращающего момента (14-29) положить  $s = 1$ , то получим выражение начального пускового момента, т. е. момента, развиваемого двигателем при трогании с места:

$$M_{\text{нач. пуск}} = \frac{3p}{\omega} \frac{U_1^2 r_2'}{(r_1 + r_2')^2 + (x_1 + x_2')^2} \quad (14-33)$$

Если нужно, чтобы  $M_{\text{нач. пуск}} = M_m$ , т. е. чтобы при пуске двигатель развивал максимальный момент, то согласно (14-30) активное сопротивление цепи ротора должно быть:

$$r_2' = x_1 + x_2' \quad \text{или} \quad r_2 = x_1'' + x_2. \quad (14-34)$$

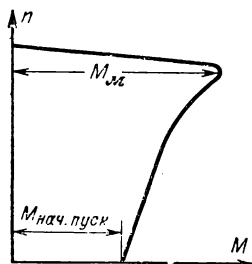


Рис. 14-30. Механическая характеристика асинхронного двигателя.

Как уже указывалось, двигатель устойчиво работает только при изменении скольжения в пределах от нуля до скольжения, соответствующего максимальному («опрокидывающему») моменту; в этих условиях изменения нагрузки вызывают лишь небольшое изменение частоты вращения.

Для целей электропривода большое значение имеет зависимость скорости двигателя от нагрузки на валу  $n = F(M)$ ; эта зависимость носит название механической характеристики. По форме своей она отличается от кривой  $M_{вр} = F(s)$  только положением по отношению к координатным осям.

Как показывает кривая рис. 14-30, скорость асинхронного двигателя лишь незначительно снижается при увеличении вращающего момента в пределах от нуля до максимального значения. Такая механическая характеристика называется жесткой.

Механическая характеристика асинхронного двигателя в пределах от  $s = 0$  до  $s = s_k$  является жесткой, в остальной своей части нужно считать ее мягкой.

При перегрузке свыше максимального момента  $M_m$  (что составляет примерно двух-, трехкратную перегрузку) двигатель входит в область неустойчивого режима (если тормозящий момент на валу постоянен) и останавливается.

Это обстоятельство вынуждает выбирать мощность двигателя так, чтобы при кратковременной перегрузке не был превышен максимальный момент; в противном случае привод должен быть снабжен соответствующим маховиком.

Механическая характеристика, относящаяся к нормальным рабочим условиям машины, называется естественной механической характеристикой в отличие от искусственной механической характеристики, какой является, например, характеристика двигателя с фазным ротором, когда в цепь ротора включено сопротивление реостата (рис. 14-38).

#### 14-14. РАБОЧИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДВИГАТЕЛЯ

Механическая характеристика наглядно показывает свойства двигателя как части электропривода. Но для более полного выявления свойств самого двигателя служат его рабочие характеристики — так принято называть зависимости от мощности  $P_2$ , отдаваемой двигателем на валу, частоты вращения  $n$  вращающего момента  $M$ , коэффициента мощности ( $\cos \varphi_1$ ) и к. п. д.  $\eta = P_2/P_1$ . Все рабочие характеристики снимаются при номинальных частоте сети  $f$  и напряжении на зажимах статора  $U_1$ .

Так как  $P_2 \approx P_{\text{мех}}$ , а  $P_{\text{мех}} = M\omega_r$ , то зависимость  $n = F(P_2)$  — скоростная характеристика мало отличается по форме от механической характеристики двигателя  $n = F(M)$ , она тоже может быть названа жесткой.

Вращающий момент  $M$ , развиваемый двигателем, складывается из полезного момента  $M_2$ , отдаваемого на валу двигателя, и момента холостого хода  $M_0$ . Последний затрачивается на покрытие механических потерь двигателя и добавочных потерь. Этот момент можно приближенно считать не зависящим от нагрузки двигателя. Полезный момент  $M_2 = P_2/\omega_r$ , и если бы  $\omega_r$  была строго постоянна, то зависимость  $M_2 = F(P_2)$  была бы линейна, но скорость двигателя немного уменьшается с увеличением  $P_2$ , поэтому кривая зависимости  $M_2 = F(P_2)$  немного отклоняется вверх. Соответственно кривая вращающего момента  $M = F(P_2)$ , складывающегося из момента холостого хода и полезного момента, пересекает ось ординат в точке, соответствующей  $M_0$ , а затем она почти прямолинейна и лишь немного изгибается вверх (рис. 14-31).

Что касается зависимости  $\cos \varphi_1$  двигателя от нагрузки, то его изменения обусловлены следующими соотношениями. Намагничивающий ток двигателя мало зависит от нагрузки, так как ее увеличение вызывает лишь возрастание потоков рассеяния, пропорциональных токам статора и ротора, а главный магнитный поток машины при возрастании нагрузки незначительно уменьшается. Но активный ток двигателя пропорционален его механической нагрузке. Таким образом, с увеличением нагрузки двигателя относительное значение реактивного тока быстро убывает, а  $\cos \varphi_1$  увеличивается. При холостом ходе двигателя его коэффициент мощности

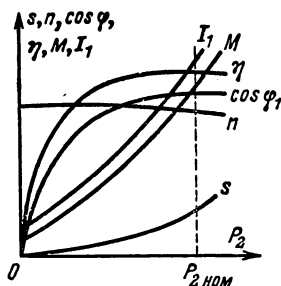


Рис. 14-31. Рабочие характеристики асинхронного двигателя.

довольно низок — примерно 0,2. С увеличением нагрузки он быстро возрастает и достигает максимального значения (0,7—0,9) при нагрузке, близкой к номинальной. Таким образом, даже у полностью загруженного двигателя реактивный ток составляет 70—40% тока статора.

Неполная загруженность асинхронных двигателей является одной из главных причин низкого  $\cos \phi$  промышленных предприятий. Естественным улучшением  $\cos \phi$  является повышение его путем полной загрузки асинхронных двигателей.

Магнитный поток двигателя пропорционален напряжению на статоре. Намагничивающий ток, возбуждающий этот поток, при заданном значении потока обратно пропорционален магнитному сопротивлению на пути потока. В этом магнитном сопротивлении большую часть составляет сопротивление воздушного зазора между статором и ротором. По этой причине конструктор стремится сократить этот зазор до минимума, определяемого условиями игры в подшипниках и необходимым запасом на их износ, прогибом вала и точностью центровки. С увеличением номинальной мощности двигателя величина воздушного зазора возрастает значительно медленнее этой мощности, благодаря чему с повышением номинальной мощности двигателя его  $\cos \phi$  увеличивается. С уменьшением номинальной скорости двигателя должен увеличиваться его поток, так как поток, вращающийся с меньшей скоростью, индуктирует меньшую э. д. с. Следовательно, у тихоходных двигателей намагничивающий ток относительно больше, а  $\cos \phi$  существенно меньше.

Коэффициент полезного действия определяется отношением полезной мощности  $P_2$  к подводимой  $P_1$ :

$$\eta = P_2 / P_1,$$

а подводимая мощность равна сумме полезной мощности и мощностей всех потерь в двигателе:

$$P_1 = P_2 + P_{\text{пот.}}$$

Потери можно разделить на постоянные, практически не зависящие от нагрузки, и переменные, от нее зависящие.

Постоянными потерями можно считать потери в стали сердечника статора от гистерезиса и вихревых токов и потери механические. Они определяются экспериментально из опыта холостого хода двигателя.

Переменными потерями являются потери на нагревание проводников статора и ротора:

$$P_{\text{пр1}} = 3I_1^2 r_1; \quad P_{\text{пр2}} = m_2 I_2^2 r_2.$$

Кроме того, к переменным потерям можно отнести д о б а в о ч н ы е п о т е р и, которые возникают вследствие изменения при



вращении ротора относительного положения зубцов статора и ротора, что вызывает изменения магнитного сопротивления и пульсации потока. Одним из средств для уменьшения этих потерь служит скос пазов ротора по отношению к пазам статора (рис. 14-32).

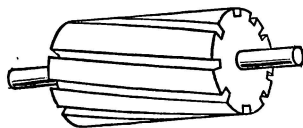


Рис. 14-32. Скос пазов ротора.

Своего максимального значения (65—95%) к. п. д. достигает, когда переменные потери равны постоянным. У большинства двигателей этот максимум к. п. д. имеет место примерно при нагрузке, равной 75% номинальной, так как двигатели проектируются с учетом того обстоятельства, что далеко не всегда они полностью загружены.

#### 14-15. ПУСК В ХОД ДВИГАТЕЛЕЙ

Важное практическое значение для оценки всех электродвигателей имеют их пусковые свойства. Эти свойства в основном определяются следующими величинами: пусковым током  $I_{\text{п}}$  и начальным пусковым моментом  $M_{\text{п, нач}}$ , плавностью и экономичностью пускового процесса, длительностью пуска. В каталогах обычно указывается кратность пусковой величины, т. е. ее отношение к номинальной величине ( $I_{\text{п}}/I_{\text{ном}}$  и  $M_{\text{п, нач}}/M_{\text{ном}}$ ).

Пусковые свойства асинхронного двигателя определяются особенностями его конструкции, в частности устройством ротора.

В большинстве случаев применяется прямой пуск двигателей с короткозамкнутым ротором. Такой пуск исключительно прост и быстр. Необходим лишь простейший коммутирующий аппарат — рубильник или для двигателя высокого напряжения — масляный выключатель. При прямом пуске двигателя кратность пускового тока высока, примерно 5,5—7 (для двигателей мощностью 0,6—100 кВт при синхронной скорости 750—3000 об/мин). Такой кратковременный толчок пускового тока относительно безопасен для двигателя, но вызывает соответствующее увеличение потери напряжения в сети и может неблагоприятно сказаться на других потребителях энергии, присоединенных к той же распределительной сети. По этим причинам допустимая номинальная мощность асинхронных двигателей, пускаемых прямым включением, зависит от мощности распределительной сети. В мощных сетях промышленных предприятий допускается прямой пуск двигателей с короткозамкнутым ротором мощностью до 1000 кВт и даже выше, но в большинстве случаев эта мощность не должна превышать 100 кВт.

Следует иметь в виду еще один недостаток пускового режима нормального асинхронного двигателя. У нормальных двигателей с короткозамкнутой обмоткой ротора кратность пускового момента лежит в пределах 1,0—2,0 (рис. 14-29). Таким образом, двигатель при пуске потребляет большую силу тока, а развивает относительно небольшой вращающий момент.

Улучшение пускового режима нормального асинхронного двигателя сводится к уменьшению пускового толчка тока, когда это необходимо, причем желательно, чтобы пусковой момент был возможно больше.

Для уменьшения пускового тока можно на время понизить напряжение на зажимах статора, включив для этого последовательно с обмоткой статора трехфазное индуктивное сопротивление (рис. 14-33). При пуске замыкается рубильник  $P_1$  и таким образом осуществляется последовательное соединение реактивной катушки и двигателя. Когда скорость двигателя приближается к номинальной, тогда замыкается рубильник  $P_2$ ; он закорачивает катушку. Таким путем статор включается на полное напряжение сети. Уменьшение пускового тока, создаваемое понижением напряжения на статоре, вызывает

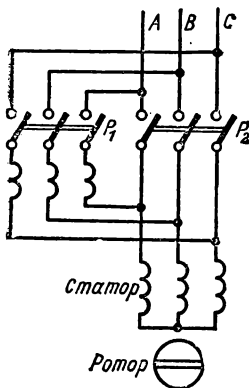


Рис. 14-33. Схема пуска короткозамкнутого двигателя с помощью реактивной катушки.

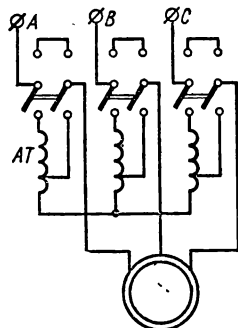


Рис. 14-34. Схема пуска короткозамкнутого двигателя при помощи автотрансформатора.

уменьшение пускового момента, пропорционального квадрату напряжения на статоре. Например, при таком пуске уменьшение пускового тока в 2 раза будет сопровождаться уменьшением пускового момента в 4 раза. Во многих случаях при пуске двигателя под нагрузкой такое понижение момента недопустимо — двигатель не сможет преодолеть механический момент торможения на валу.

Менее выгодно применение вместо индуктивного активного сопротивления

реостата для понижения напряжения, так как это связано с дополнительными потерями энергии в реостате.

Для мощных двигателей часто применяется пуск при помощи автотрансформатора (рис. 14-34). Благодаря автотрансформатору при пуске фазное напряжение  $U_{дв}$  двигателя и пусковой ток  $I_{п, дв}$  уменьшаются пропорционально коэффициенту трансформации  $k$ , но пусковой ток в сети меньше пускового тока двигателя в  $k$  раз, т. е. ток двигателя

$$I_{п, дв} = U/kz,$$

а ток в сети

$$I_n = I_{п, дв}/k = U/k^2z,$$

где  $z$  — сопротивление фазы двигателя;  $U$  — фазное напряжение сети. Следовательно, понижение напряжения автотрансформатором в  $k$  раз уменьшает пусковой ток в сети в  $k^2$  раз. В то же время пусковой момент, пропорциональный квадрату напряжения, уменьшается в  $k^2$  раз. Таким образом, благодаря применению автотрансформатора

начальный момент уменьшается пропорционально линейному пусковому току, в то время как при поглощении части напряжения сопротивлением момент уменьшается пропорционально квадрату пускового тока. Например, при понижении напряжения автотрансформатором в  $\sqrt{2}$  раз пусковой ток сети понизится в 2 раза и в 2 раза понизится и пусковой момент. Конечно, автотрансформатор стоит дороже, чем реактивная катушка.

Понижение напряжения на статоре на время пуска можно осуществить также посредством переключения на время пуска обмотки статора, нормально работающей при соединении треугольником, на соединение звездой. Такое переключение применяется только для пуска в ход короткозамкнутых двигателей относительно малой мощности, примерно до 20 кВт, работающих нормально при соединении обмоток статора треугольником. При пуске обмотка статора соединяется звездой, благодаря чему фазное напряжение уменьшается в  $\sqrt{3}$  раз, примерно во столько же раз уменьшается фазный пусковой ток:

$$I_{\text{п.дв}} = U_{\text{л}} / \sqrt{3} z,$$

где  $z$  — полное сопротивление фазы;  $U_{\text{л}}$  — линейное напряжение.

Так как линейный ток звезды равен фазному, то

$$I_{\text{л}\gamma} = I_{\text{п.дв}} = U_{\text{л}} / \sqrt{3} z.$$

Если бы обмотка была соединена треугольником, то линейный ток был бы:

$$I_{\text{л}\Delta} = \sqrt{3} I_{\text{п.дв}} = \sqrt{3} U_{\text{л}} / z;$$

таким образом, переключение на звезду уменьшает пусковой линейный ток в 3 раза:

$$I_{\text{л}\Delta} / I_{\text{л}\gamma} = 3.$$

Практически переключение выполняется при помощи простого трехполюсного переключателя (рис. 14-35) или при помощи барабанного переключателя типа контроллера (§ 18-5).

Переключение с треугольника на звезду используется также для того, чтобы дать возможность применять одни и те же двигатели при двух различных линейных напряжениях, находящихся в отношении  $\sqrt{3}$ , например 220/380 В.

Для упрощения переключения зажимы обмоток статора на щитке двигателя располагаются так, как показано на рис. 14-36.

Пусковые условия двигателя могут быть очень существенно улучшены ценой некоторого усложнения конструкции и обслуживания двигателя, что имеет место в случае асинхронного двигателя с фаз-

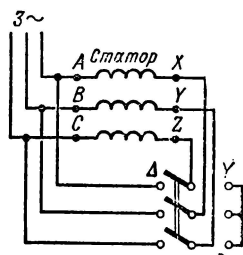


Рис. 14-35. Схема пуска короткозамкнутого двигателя с переключением со звезды на треугольник.

ной обмоткой ротора [двигателя с контактными кольцами (рис. 14-37)]. У этого двигателя сопротивление каждой фазы пускового реостата  $r_p$ , нужное для того, чтобы двигатель развивал при пуске максимальный момент, согласно (14-34) должно быть:

$$r_p = x_2 + x_1' - r_2. \quad (14-35)$$

При включении такого сопротивления кривая  $M = F(s)$  двигателя будет иметь максимум при  $s = 1$  (рис. 14-38).

Как только ротор начинает вращаться, уменьшается скольжение, а вместе с ним э. д. с. и сила тока ротора, вследствие чего уменьшается вращающий момент. Чтобы двигатель продолжал развивать вращающий момент, близкий к максимальному, сопротивление пускового реостата нужно постепенно уменьшать. Наконец, когда

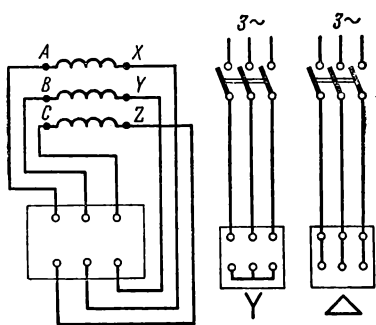


Рис. 14-36. Схема соединения фазных обмоток асинхронной машины с зажимами щитка; соединение этих зажимов при схеме звезды и при схеме треугольника.

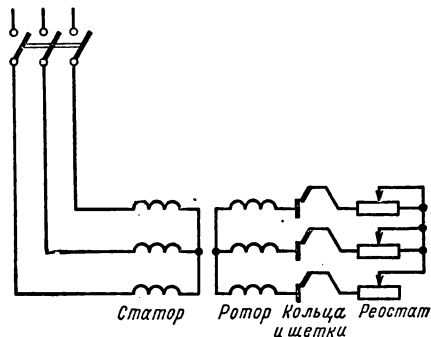


Рис. 14-37. Схема соединений двигателя с фазным ротором.

двигатель достигает номинальной скорости, сопротивления пускового реостата замыкают накоротко.

Для уменьшения механических потерь и износа колец и щеток двигатели снабжаются иногда приспособлением для подъема щеток и замыкания колец накоротко.

Включение добавочного сопротивления в цепь ротора изменяет характер зависимости вращающего момента  $M$  от скольжения  $s$ . При этом согласно (14-32) не изменяется максимальный момент двигателя, увеличение  $r_p$  только смещает его в сторону большего скольжения. Все кривые  $M = F(s)$  поэтому имеют вершину характеристики на одинаковой высоте (рис. 14-38). Выключение ступеней пускового реостата заставляет двигатель переходить с одной характеристики на другую. Сопротивления реостата обычно выводят на контакты, благодаря чему при пуске момент двигателя и ток изменяются по ступенчатой кривой (рис. 14-39), число ступеней которой определяется числом контактов пускового реостата. При этом пусковой момент изменяется в пределах от  $M'$  до  $M''$ .

Чем больше должен быть пусковой момент, чем ближе он к максимальному моменту, тем больше будет и пусковой ток. По этой причине лишь для особо тяжелых условий пуска реостат подбирается так, чтобы пусковой момент был равен максимальному.

Пусковой реостат должен в течение времени пуска, не перегреваясь, поглощать мощность, примерно равную мощности двигателя. Следовательно, размеры пускового реостата определяются частотой пусков. В большинстве случаев пусковые реостаты выполняются с масляным охлаждением — сопротивления реостата помещаются в резервуар с нефтяным маслом. Иногда применяются очень дешевые и простые водяные реостаты.

Конечно, применение пускового реостата значительно улучшает пусковые условия асинхронного двигателя, повышая пусковой момент и уменьшая толчок тока. Но, с другой стороны, применение

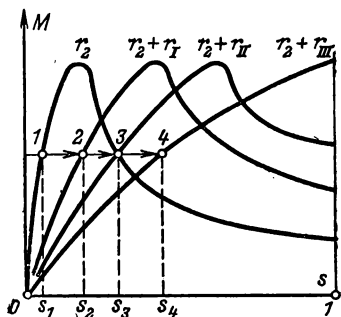


Рис. 14-38. Кривые зависимости момента от скольжения при различных значениях сопротивления цепи ротора.

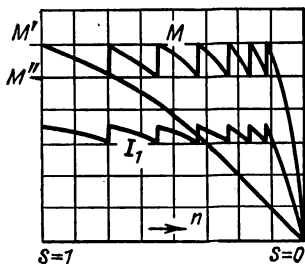


Рис. 14-39. Кривые ступенчатого изменения момента и силы тока при пуске двигателя с помощью контактного реостата.

ротора с фазной обмоткой удорожает двигатель, усложняет его обслуживание и, наконец, несколько ухудшает  $\cos \phi$  и к. п. д. двигателя. У крупных двигателей эта разница в к. п. д. и  $\cos \phi$  незначительна, и недостатками фазного ротора у них остаются удорожание машины, длительность и сложность пуска в ход.

Еще Доливо-Добровольский нашел путь для существенного улучшения пусковых условий асинхронного двигателя без применения ротора с контактными кольцами — им был предложен двигатель с двойной беличьей клеткой. В таком двигателе короткозамкнутая обмотка ротора выполнена в виде двойной беличьей клетки, т. е. короткозамкнутый ротор снабжается двумя клетками, лежащими в теле ротора одна над другой: верхней — пусковой и нижней — рабочей. Материалом стержней верхней клетки служит обыкновенно марганцовистая латунь, т. е. материал с повышенным по сравнению с медью удельным сопротивлением. Материалом стержней нижней клетки служит красная медь. Кроме того, стержни нижней клетки имеют обычно большее сечение. Таким обра-

зом, активное сопротивление верхней клетки значительно больше активного сопротивления нижней клетки (в 4—5 раз). Обе клетки снабжены с торцевых сторон замыкающими кольцами.

Стержни клеток размещены в верхней и нижней частях паза, причем между стержнями наружной и внутренней клеток оставлена узкая щель, от высоты и ширины которой в значительной мере зависит поток рассеяния нижней клетки, а следовательно, и ее индуктивность. Последняя у нижней клетки велика, так как стержни этой клетки окружены сталью, прорезанной лишь сверху узкой щелью паза *a* и *b* (рис. 14-40). У верхней клетки индуктивность значительно меньше, так как поток рассеяния вокруг ее стержней встречает на своем пути большое магнитное сопротивление воздушного промежутка между ротором и статором, а также щели паза под стержнями.

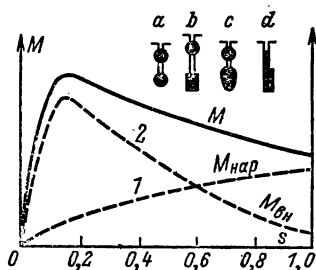


Рис. 14-40. Различная форма пазов ротора и характеристики двигателя с двойной беличьей клеткой.

В первый момент пуска двигателя (пока  $s = 1$ ) частота токов в роторе равна частоте сети; в этих условиях полное сопротивление внутренней клетки обуславливается главным образом ее большим индуктивным сопротивлением. Таким образом, при пуске двигателя в роторе имеет место явление вытеснения тока из внутренней беличьей клетки. В то же время полное сопротивление наружной клетки в большей своей части является активным сопротивлением, благодаря этому ток нижней клетки является преимущественно реактивным, отстающим по фазе от э. д. с. и почти не участвующим в создании вращающего момента; ток верхней клетки и при пуске мало сдвинут по фазе по отношению к э. д. с.; он создает большой пусковой момент, как это имеет место и у двигателя с контактными кольцами при включении пускового активного сопротивления. Отношение токов верхней и нижней клеток зависит от отношения полных сопротивлений этих клеток; обычно при пуске ток нижней клетки значительно меньше тока верхней клетки.

По мере разбега ротора частота токов в нем уменьшается и вместе с тем уменьшается и влияние индуктивного сопротивления на распределение токов. При номинальной скорости частота токов ротора имеет значение порядка 1 Гц; в этих условиях индуктивные сопротивления весьма малы и распределение токов между клетками ротора определяется отношением активных сопротивлений клеток, поэтому большая часть тока проходит по нижней клетке, а результирующее активное и полное сопротивления ротора в таких условиях малы, как у обычного двигателя с короткозамкнутым ротором.

Можно рассматривать зависимость  $M = F(s)$  двигателя с двойной беличьей клеткой как сумму характеристик двигателя с относительно большим активным сопротивлением ротора (рис. 14-40, кривая 1) и двигателя с относительно малым активным сопротивлением ротора (кривая 2).

Таким образом, у двигателей с двойной беличьей клеткой активное сопротивление обмотки ротора в целом изменяется в зависимости от изменения скольжения — оно велико при пуске и мало при рабочем скольжении. Благодаря этому двигатель, снабженный ротором с двойной беличьей клеткой, по сравнению с обычным двигателем, имеющим короткозамкнутый ротор, развивает повышенный пусковой вращающий момент при пониженном пусковом токе.

В некоторых конструкциях обе клетки приготавливаются путем непосредственной заливки расплавленным алюминием пазов ротора *c* и *d* (рис. 14-40); при этом алюминий заполняет и щель между пазами верхней и нижней клеток, благодаря чему стержни проводников обеих клеток образуют один цельный стержень фасонного сечения.

Статорные обмотки двигателя с двойной беличьей клеткой не отличаются от обмоток обычных двигателей. В целом ротор двигателя с двойной беличьей клеткой в конструктивном отношении сравнительно сложен.

Двигатель с глубоким пазом основан также на явлении вытеснения тока и представляет собой упрощенный вариант двигателя с двойной клеткой. Обмотка ротора этого двигателя изготавливается из прямоугольных стержней малой ширины и большой высоты, которые помещаются в соответствующие глубокие пазы в стали ротора. Переменный ток распределяется по сечению проводника в общем случае неравномерно; это явление использовано в данном двигателе. На рис. 14-41 показано поле рассеяния, замыкающееся поперек глубокого паза, когда по стержню обмотки проходит ток. Часть стержня, лежащая в глубине паза, сцеплена с большим потоком рассеяния, чем верхняя часть того же стержня. Вследствие этого при пуске двигателя в ход повышенное реактивное сопротивление нижней части стержня вызывает вытеснение тока ротора в верхнюю часть сечения стержня. Это эквивалентно увеличению активного сопротивления обмотки ротора. Благодаря увеличению активного сопротивления повышается начальный момент двигателя, а увеличение индуктивного сопротивления вследствие применения глубокого паза уменьшает пусковой ток. При рабочей скорости двигателя индуктивное сопротивление становится незначительным благодаря уменьшению частоты, ток распределяется по сечению стержня почти равномерно и двигатель работает, как обычный короткозамкнутый.

Двигатель с глубоким пазом ротора в конструктивном отношении проще двигателя с двойной клеткой. Зато второй может быть выполнен на различную величину начального момента и на различную кратность пускового тока, что дает возможность приспособливать этот двигатель для специальных случаев тяжелого пуска в ход. Тем не менее широко применяются двигатели с глубоким пазом.

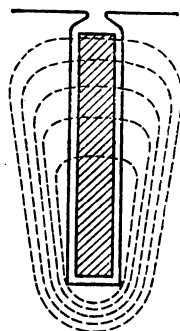


Рис. 14-41. Стержень обмотки ротора в глубоком пазе и магнитное поле рассеяния.

## 14-16. МЕХАНИЧЕСКАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ

Асинхронная машина, как и все электрические машины, обратима, т. е. она может преобразовывать электрическую энергию в механическую в режиме двигателя или механическую энергию в электрическую в режиме генератора.

Чтобы перевести асинхронную машину из режима двигателя в режим генератора, необходимо с помощью внешней механической силы, приложенной к валу асинхронной машины, сообщить ротору скорость, превышающую синхронную, т. е. нужно, чтобы  $n > n_1$ . В таких условиях ротор будет обгонять вращающееся магнитное поле, а его проводники будут пересекать линии магнитного поля в направлении, обратном направлению пересечения при вращении двигателя. Вследствие этого э. д. с. и токи в обмотке ротора изменяют свое направление на противоположное. В результате сила взаимодействия вращающегося поля и токов ротора также переменит свое направление и станет противодействовать вращению: для поддержания последнего потребуется подача механической энергии ротору. Однако намагничивающий ток останется неизменным, так как условия возбуждения вращающегося поля в асинхронном генераторе и двигателе одни и те же. Мощность, развиваемая машиной, в таких условиях отрицательна, т. е. машина не потребляет энергию, а отдает ее в сеть. При таком режиме машины скольжение

$$s = (n_1 - n)/n_1 < 0.$$

Отрицательное скольжение — характерный признак режима генератора у асинхронной машины. С возрастанием по абсолютной величине этого скольжения индуктивное сопротивление ротора машины будет возрастать, из-за чего будет увеличиваться сдвиг фаз между э. д. с. и током в роторе. С другой стороны, пропорционально скольжению растет э. д. с. ротора, и так как тормозящий момент асинхронного генератора выражается так же, как вращающий момент двигателя, т. е.

$$M_{\text{тор}} = \text{const } \Phi_B I_2 \cos \psi_2,$$

то, следовательно, максимальное значение этого момента будет соответствовать скольжению:

$$s_K = -r_2/(x_1'' + x_2);$$

при дальнейшем увеличении отрицательного скольжения момент уменьшается. Таким образом, характеристика  $M_{\text{тор}} = F(s)$  у генератора в общем напоминает такую же характеристику двигателя и является ее продолжением в нижнем квадранте координат (рис. 14-42).

Асинхронный генератор потребляет из сети отстающий реактивный (намагничивающий) ток, как и двигатель, и поэтому нуждается для получения этого тока в источнике реактивной энергии. Таким источником может служить синхронный генератор, работающий параллельно с асинхронным на общую сеть, следовательно, асинхронный



генератор не может работать независимо, а работая параллельно на сеть, он своим реактивным током ухудшает общий коэффициент мощности установки.

Однако возможна и независимая (автономная) работа асинхронного генератора, так как необходимый реактивный ток могут давать включенные параллельно с ним статические конденсаторы. В этом случае при пуске асинхронного генератора в ход имеют место явления самовозбуждения устройства за счет остаточного магнетизма асинхронной машины.

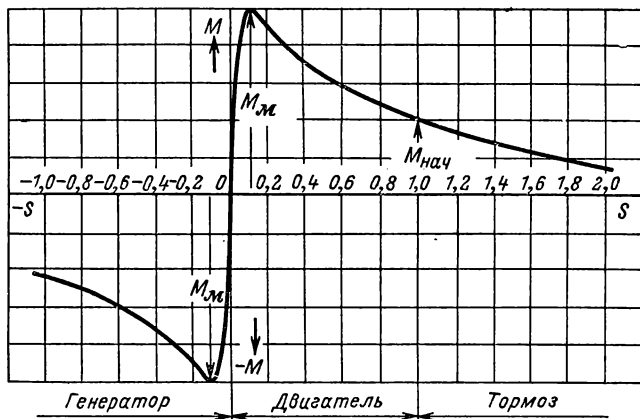


Рис. 14-42. Зависимость режима асинхронной машины от скольжения.

Преимуществом асинхронного генератора является простота его устройства и обслуживания. В принципе генераторному режиму соответствует изменение скольжения до

$$s = -\infty.$$

Зависимость  $M = F(s)$  имеет продолжение и в положительную сторону. Если с помощью внешней механической силы вращать ротор против направления вращения магнитного поля машины, то в выражение скольжения частота вращения ротора  $n$  войдет уже с положительным знаком, и в таких условиях это скольжение

$$s = (n_1 + n)/n_1 > 1.$$

В этих условиях направление тока в роторе не изменится, а следовательно, ротор будет развивать момент, противодействующий моменту, приложенному к валу машины. Последняя будет потреблять механическую энергию, подводимую со стороны вала, и электрическую энергию из сети. Это будет режим электромагнитного тормоза. Кривая зависимости  $M = F(s)$  при  $s > 1$  является прямым продолжением характеристики двигателя и является третьим участком универсальной характеристики  $M = F(s)$  асинхронной машины.

Режим тормоза применяется для быстрой остановки двигателя или когда целесообразно использовать асинхронную машину для торможения приводного механизма, например в крановых и подъемных устройствах при спуске грузов.

Для того чтобы перевести двигатель в режим тормоза, применяется противовключение, т.е. посредством переключения двух проводов, питающих статор, изменяется направление вращения магнитного поля; таким образом, направление вращения поля становится противоположным направлению вращения ротора. В этих условиях скольжение  $s = (n_1 + n_2) / n_1 > 1$  и ротор вращается против поля за счет внешней механической силы (например, тяжести опускающегося груза) или за счет силы инерции. Когда ротор остановится, необходимо отключить машину от сети, чтобы избежать перехода машины в режим двигателя, вращающегося в обратную сторону.

#### 14-17. МЕТОДЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ ЧАСТОТЫ ВРАЩЕНИЯ ДВИГАТЕЛЕЙ

Скорость вращающегося магнитного поля и его число полюсов определяют синхронную частоту вращения асинхронных двигателей, от которой их номинальная частота вращения обычно мало отличается. В большинстве случаев эти двигатели применяются для приводов, не требующих регулирования частоты вращения. Но асинхронные двигатели обладают ценными преимуществами: надежностью, дешевизной, простотой конструкции, высоким к. п. д. и относительно малой массой. По этим причинам естественно стремление применять их и для приводов с регулируемой частотой вращения. В последнее время в этом направлении достигнуто многое благодаря усовершенствованиям силовых полупроводниковых приборов тиристоров и вентилей.

Два простых старых способа регулирования частоты вращения асинхронного двигателя — это включение резистора в цепь фазного ротора и изменение числа полюсов вращающегося магнитного поля (переключением обмотки статора).

Первый способ требует применения двигателя с фазным ротором. В цепь последнего, как при пуске, вводится трехфазный реостат (рис. 14-37). Но этот реостат должен быть рассчитан на длительную нагрузку током ротора, а не на кратковременную, как пусковой реостат. Увеличение активного сопротивления цепи ротора изменяет характеристику  $M = F(s)$ , — делает ее более пологой (рис. 14-38). Если при постоянном моменте на валу двигателя увеличивать сопротивление цепи ротора путем постепенного увеличения сопротивления реостата ( $r_1 < r_{11} < r_{111}$ ), то рабочая точка будет смещаться с одной кривой  $M = F(s)$  на следующую, соответствующую возросшему сопротивлению цепи ротора (точки 1, 2, 3 и 4), соответственно чему будет расти скольжение, а следовательно, уменьшаться частота вращения двигателя. Этим путем возможно изменять частоту вращения ротора в пределах от номинального скольжения до полной остановки. Но при таком способе регулирования неизбежны относи-

тельно большие потери энергии (§ 14-11). Мощность вращающегося поля

$$P_{\text{вр}} = \omega M / p$$

и при постоянном моменте на валу двигателя не зависит от скольжения. Эта мощность состоит из мощности потерь в проводниках ротора (14-22)

$$P_{\text{пр2}} = P_{\text{вр}} s$$

и мощности механической (14-21)

$$P_{\text{мех}} = P_{\text{вр}} (1 - s);$$

отношение (14-22)

$$P_{\text{пр2}} / P_{\text{мех}} = s / (1 - s) = (n_1 - n) / n$$

показывает, что доля механической мощности уменьшается прямо пропорционально уменьшению частоты вращения ротора, в то же

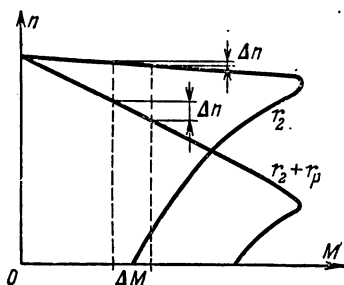


Рис. 14-43. Включение активного сопротивления в цепь ротора делает механическую характеристику двигателя более мягкой.

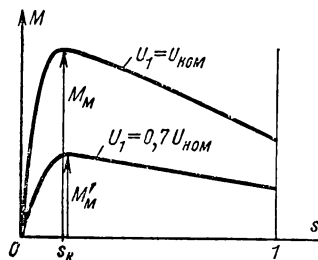


Рис. 14-44. Зависимость скорости от напряжения на зажимах статора двигателя.

время соответственно увеличивается доля потерь в сопротивлениях цепи ротора, мощность, забираемая двигателем из сети, остается неизменной. Следовательно, для уменьшения скорости двигателя, например на 25 %, нужно включить такое сопротивление в цепь ротора, в котором будет бесполезно превращаться в тепло четверть энергии вращающегося поля. Недостатком такого реостатного регулирования может являться и то обстоятельство, что включение сопротивления в цепь ротора делает его механическую характеристику мягче, следовательно, уменьшает устойчивость работы двигателя, так как при включенном реостате малые изменения нагрузки на валу вызывают значительные изменения частоты вращения двигателя (рис. 14-43).

Плавное регулирование частоты вращения двигателя в узких пределах возможно посредством изменения напряжений на зажимах статора. Такое регулирование применимо к двигателю с короткозамкнутым ротором. Так как вращающий момент двигателя пропорционален квадрату напряжения, то ординаты механической характеристики уменьшаются в отношении  $(U_1 : U_{\text{ном}})^2$ , как это показано на рис. 14-44. Но из-за жесткости механической харак-

теристики двигателя понижение напряжения на 30% уменьшает частоту вращения двигателя примерно лишь на 15%, а одновременно резко снижаются перегрузочная способность двигателя и начальный пусковой момент.

Ступенчатое (скачкообразное) изменение скорости двигателя в широких пределах осуществимо ценой усложнения и удорожания конструкции асинхронного двигателя — это регулирование переключением числа полюсов двигателя.

При постоянной частоте сети скорость поля зависит только от числа полюсов этого поля, определяемого обмоткой статора. Если на статоре поместить две отдельные обмотки — одну, образующую

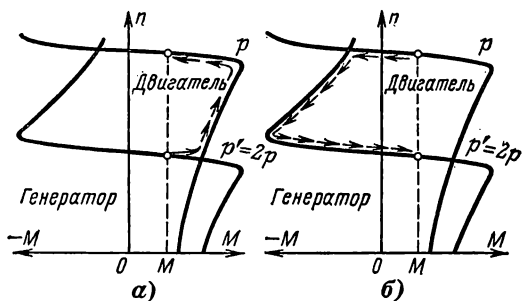


Рис. 14-45. Характеристики двигателя при изменении числа полюсов вращающегося поля посредством переключения обмоток.

$p$  пар, а другую, образующую  $p'$  пар полюсов, то, включив в сеть первую или вторую обмотку, мы получим скорость поля:

$$n_1 = 60f/p \text{ или } n_1' = 60f/p',$$

следовательно,

$$n_1/n_1' = p'/p;$$

соответственным образом будут различаться и частоты вращения ротора двигателя. При этом обмотка ротора двигателя

должна быть выполнена как беличье колесо, для которого число фаз изменяется само собой с изменением числа полюсов поля:

$$m_2 = N/p \text{ и } m_2' = N/p',$$

где  $N$  — число стержней беличьего колеса.

Числа полюсов обмоток статора в этом случае взаимно ничем не связаны и могут быть выбраны любыми в зависимости от условий работы двигателя. Само регулирование сводится к скачкообразному изменению частоты вращения поля двигателя. Но частота вращения ротора не может изменяться скачкообразно из-за инерции всей системы электропривода. Лишь после переключения начинается соответствующее изменение частоты вращения ротора.

Чтобы показать нагляднее этот переходный процесс, построим две механические характеристики асинхронной машины с изменяемым числом полюсов: одну характеристику, соответствующую  $p$  пар полюсов, а вторую  $p' = 2p$  пар полюсов (соответственно рис. 14-45, а и рис. 14-45, б). Предположим, что момент на валу двигателя остается постоянным при изменении частоты вращения поля. При увеличении последней, т. е. при переходе от  $p'$  к  $p$  пар полюсов, двигатель сначала оказывается в условиях, близких к пусковым, и имеет место толчок тока.

Но при переходе от  $p$  к  $p'$ , т. е. при уменьшении частоты вращения поля, машина оказывается сначала в условиях генераторного

режима и работает, отдавая энергию в сеть. Такой режим иногда используется для быстрого и экономичного торможения электропривода.

Двумя отдельными обмотками снабжаются статоры лишь у небольших двигателей; у крупных двигателей более целесообразным является переключение катушек одной и той же обмотки для получения различного числа полюсов. На рис. 14-46 показана схема переключения трехфазной обмотки с двух на четыре полюса. Переключение обмотки в ином отношении, чем 1 : 2, требует более сложного изменения схемы и применяется реже.

В большинстве случаев статор асинхронной машины снабжается двумя независимыми обмотками, из которых каждая переключается

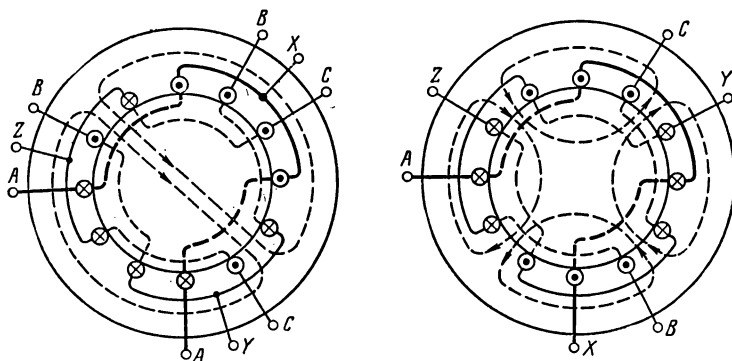


Рис. 14-46. Изменение числа полюсов вращающегося поля посредством переключения обмоток.

в отношении 1 : 2 или ином. Таким образом, двигатель имеет четыре ступени частоты вращения, например 3 000, 1 500, 1 000 и 500 об/мин.

Наиболее перспективным методом управления частотой вращения асинхронного двигателя является регулирование частоты переменного тока, питающего двигатель. Угловая скорость вращающегося поля  $\omega_p = 2\pi f/p$ . Следовательно, при изменении частоты пропорционально изменяется угловая скорость поля. Однако при осуществлении регулирования частоты необходимо учесть, что часто необходимо одновременное регулирование напряжения. В большом числе случаев нужно, чтобы при изменении частоты вращения двигателя не изменялся его вращающий момент. При номинальном токе и магнитном потоке, соответствующем номинальному напряжению, согласно выражению (14-6)

$$U_1 \approx 4,44fw_1k_{об1}\Phi_B$$

активные материалы двигателя полностью используются. Вращающий момент пропорционален произведению потока и тока:  $M_{вр} \sim \Phi_B I_1$ . Следовательно, при изменении частоты для поддержания вращающего момента постоянным необходимо пропорционально изменять напряжение на зажимах статора; иными словами, условием поддержания

постоянства вращающего момента двигателя при регулировании частоты будет  $U_1/f = \text{const}$ . Если регулировать частоту и напряжение, соблюдая указанное условие, то механические характеристики двигателя будут оставаться жесткими, а максимальный момент будет почти независим от частоты (он существенно уменьшается лишь при относительно низких частотах). В то же время мощность будет изменяться пропорционально частоте, так как  $P = M_{\text{вр}} \omega_r$ . Например, при уменьшении частоты в 2 раза вдвое уменьшается и мощность, отдаваемая двигателем на валу.

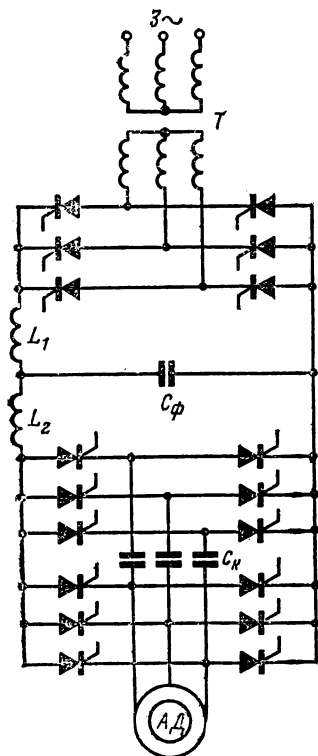


Рис. 14-47. Упрощенная схема тиристорного регулирования частоты вращения асинхронного двигателя путем изменения частоты тока.

регулируемой частоты.

С трехфазной сетью — источником электроэнергии преобразователь соединен через трансформатор  $T$ . Шесть тириستоров, соединенных по мостовой схеме (см. § 7-5 и рис. 7-12), образуют регулируемый выпрямитель. Через звено постоянного тока выпрямитель соединяется с инвертором. В это звено входят два дросселя  $L_1$ ,  $L_2$  и конденсатор  $C_f$ ; они должны подавлять переменные составляющие выпрямленного тока. В инвертор входят 12 тиристоров, соединенных в две мостовые трехфазные схемы. Их в точно определенной последовательности отпирают подаваемые на их управляю-

Тиристорный преобразователь частоты (§ 11-5) обладает особенно широким диапазоном регулирования, когда он содержит промежуточное звено постоянного тока. Его блок-схема состоит из четырех основных элементов: регулируемого выпрямителя, звена постоянного тока, регулируемого инвертора и блока управления, по схеме сложного, но весьма компактного. Управление блоком выпрямления используется для регулирования напряжения на выходе преобразователя, т. е. на зажимах асинхронного двигателя, а управление инвертором служит для регулирования выходной частоты.

Установка может быть дополнена тахогенератором — миниатюрным генератором, приводимым от вала двигателя; э. д. с. тахогенератора, пропорциональная скорости управляемого двигателя, воздействует на блок управления последнего, а это дает возможность автоматически точно поддерживать постоянную частоту вращения, задаваемую асинхронному двигателю.

На рис. 14-47 приведена одна из простейших схем преобразователя трехфазного переменного тока одной частоты в трехфазный же переменный ток другой

щие электроды импульсы блока управления. В каждый данный момент работают два тиристора, а при отпирании каждого тиристора посредством встречного разряда одного из коммутирующих конденсаторов  $C_k$  запирается соответствующий тиристор (§ 11-5).

Кривая напряжения на выходе преобразователя при чисто активной нагрузке имеет ступенчатую форму, приближающуюся к синусоидальной. Длительность каждой ступени соответствует  $30^\circ$  выходной частоты преобразователя. Однако при включении асинхронного двигателя форма кривой изменяется в зависимости от нагрузки двигателя. На стороне двигателя схема может быть дополнена мостом, составленным из шести вентилях, возвращающих конденсатору  $C_\Phi$  энергию магнитного поля двигателя.

Частота напряжения на выходе инвертора, являющегося третьим звеном вышеописанного преобразователя, не зависит от частоты питающей сети, — это автономный инвертор. Но для управления частотой вращения мощных асинхронных двигателей (примерно от 100 кВт) широко применяются инверторы, ведомые сетью, — зависимые инверторы. Подобные инверторы являются третьим звеном в преобразователях, применяемых для рекуперации энергии из цепей фазного ротора в питающую трехфазную сеть. Из соотношения  $P_{\text{мех}}/3I_2^2 r_2 = (1-s)/s$  (§ 14-11) следует, что при постоянном моменте увеличение скольжения пропорционально увеличению поглощения энергии в электрической цепи ротора. Это используется при реластатном регулировании. Но применение тиристоров дает возможность заменить потерю энергии в регулировочном реостате рекуперированием ее через преобразователь в питающую трехфазную сеть (рис. 14-48). Активное сопротивление резистора в цепи ротора может

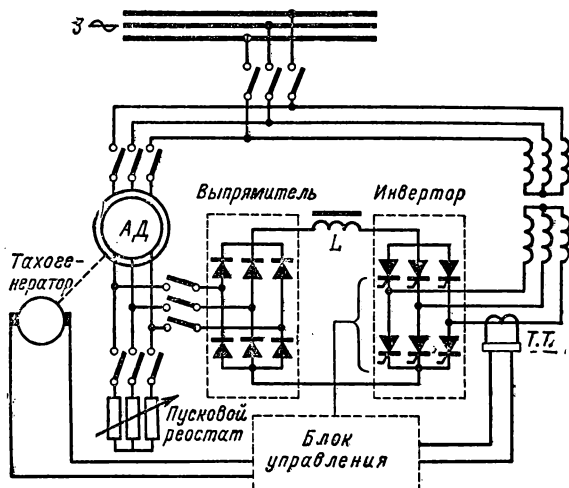


Рис. 14-48. Упрощенная схема тиристорного управления частотой вращения асинхронного двигателя с рекуперацией части энергии из цепи ротора обратно в питающую сеть.

заменять э. д. с. на входе преобразователя, направленная навстречу току ротора (теорема компенсации). Так как частота тока ротора ниже частоты сети и непостоянна, то необходимо токи ротора сначала выпрямить посредством вентильного выпрямительного моста и дросселем  $L$  сгладить пульсации выпрямленного тока. Затем посредством управляемого инвертора преобразовать этот ток в трехфазную систему токов, связанную с сетью через трансформатор, нужный для согласования напряжений инвертора и сети. Конечно, частота напряжения на выходе инвертора равна частоте напряжения сети, так как сеть через блок управления соответственно воздействует на импульсы, подаваемые на управляющие электроды тиристоров. Вместе с тем путем воздействия на те же электроды регулируется напряжение на входе преобразователя, что эквивалентно изменению активного сопротивления в цепи ротора; таким же образом регулируется частота вращения двигателя.

В рассмотренной схеме при пуске ротор замыкается на обычный пусковой реостат и лишь при окончании пуска, когда напряжение на кольцах ротора существенно понижается, приключается преобразователь и отключается реостат. Но тиристорный преобразователь может быть приспособлен и для пуска двигателя. Пуск и торможение, расходующие электроэнергию из сети (торможение противотключением и динамическое торможение), благодаря тиристорному преобразователю, заменяются экономичными процессами с отдачей энергии в сеть. Вместе с тем уменьшается нагревание ротора и увеличивается допустимая по условиям нагрева двигателя частота включений. Для электроприводов, работающих в условиях повторно-кратковременного режима, это очень существенно.

#### 14-18. ДВУХФАЗНЫЕ И ОДНОФАЗНЫЕ ДВИГАТЕЛИ

Для ряда исполнительных механизмов автоматики, для бытовых приборов и т. п. необходимы надежные двигатели переменного тока небольшой мощности, питаемые от одной фазы трехфазной системы, т. е. при помощи только двух проводов. В таких случаях применяются асинхронные бесколлекторные двигатели и коллекторные двигатели переменного тока (§ 15-17). На стороне первых — простота, дешевизна и надежность устройства. Обмотка ротора этих двигателей ввиду их малой мощности выполняется всегда короткозамкнутой, в виде беличьего колеса или сходного короткозамкнутого устройства.

Если снабдить статор двигателя только одной однофазной обмоткой, то переменный ток, по ней протекающий, будет возбуждать в машине, пока ее ротор неподвижен, переменное магнитное поле, ось которого тоже неподвижна. Это поле будет индуцировать в обмотке ротора токи, а взаимодействие индуцированных токов с магнитным полем создаст электромагнитные силы, противоположно направленные в правой и левой половинах ротора, вследствие чего результирующий момент, действующий на ротор, окажется равен нулю.



Следовательно, при наличии одной обмотки начальный пусковой момент однофазного двигателя равен нулю, т. е. такой двигатель сам с места тронуться не может (рис. 14-49).

Применяются два способа создания в бесколлекторных двигателях, питаемых от одной фазы сети, начального пускового момента, в соответствии с чем эти двигатели делятся на двухфазные и однофазные.

Двухфазные двигатели помимо обмотки, включаемой непосредственно на напряжение сети, снабжаются второй обмоткой, соединяемой последовательно с тем или другим фазосмещающим устройством (конденсатор, реактивная катушка). Наиболее выгодным из них является конденсатор (рис. 14-50), а соответствующие

двигатели именуются конденсаторными. В пазах статора подобных двигателей размещаются две фазные обмотки, каждая из

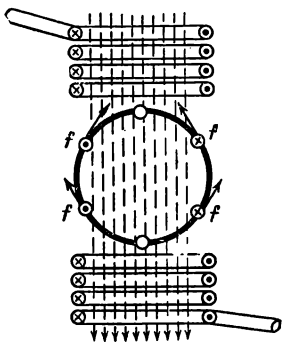


Рис. 14-49. Электромагнитные силы, воздействующие на проводники ротора в переменном магнитном поле.

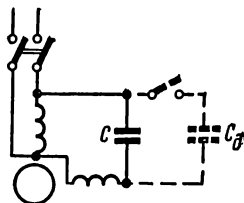


Рис. 14-50. Схема соединений конденсаторного двухфазного двигателя.

которых занимает половину всех пазов. Таким путем осуществляется условие получения вращающего момента посредством индукционного механизма (§ 13-9): наличие двух переменных магнитных потоков, не совмещенных в пространстве и сдвинутых по фазе по отношению друг к другу.

Наиболее выгодным является круговое вращающееся магнитное поле (§ 6-10). Оно может быть осуществлено в двухфазном двигателе, но при этом приходится выбирать условия, при которых предпочтительнее получить круговое поле, а следовательно, и наибольший вращающий момент, — при пуске двигателя или при номинальной нагрузке. Если емкость подобрана так, что круговое поле создается при пуске двигателя, то при номинальной нагрузке изменение силы тока второй обмотки вызовет изменение падения напряжения на конденсаторе, а следовательно, и напряжения на второй обмотке по величине и фазе. В результате вращающееся поле станет эллиптическим (при вращении поток будет пульсировать), что обусловит уменьшение вращающего момента.

Ценой усложнения установки — посредством отключения части емкости при переходе от пусковых условий к рабочим (пунктирные соединения на рис. 14-50) — можно этот недостаток устранить.

Это уменьшение емкости может выполняться автоматически центробежным выключателем, срабатывающим, когда частота вращения двигателя достигает 75—80% номинальной, или воздействием реле времени.

В качестве двухфазного конденсаторного двигателя можно использовать малый трехфазный асинхронный двигатель (рис. 14-51). Для этой цели две фазные обмотки соединяются последовательно и включаются непосредственно под напряжение, а третья фазная обмотка соединяется последовательно с конденсатором и включается под то же напряжение.

Двухфазные двигатели применяются в автоматических устройствах также в качестве управляемых двигателей: их частота вращения или вращающий момент регулируется изменением величины или фазы напряжения на одной из обмоток. Такие двигатели вместо обычного ротора с короткозамкнутой обмоткой снабжаются ротором в виде полого тонкостенного алюминиевого цилиндра («стаканчика»), вращающегося в узком воздушном зазоре между

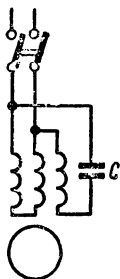


Рис. 14-51. Схема применения трехфазного двигателя в качестве конденсаторного с однофазным питанием.

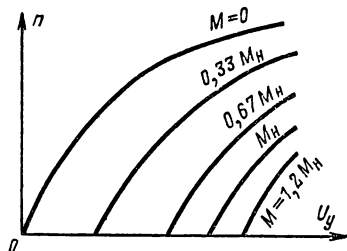


Рис. 14-52. Кривые зависимости частоты вращения двигателя с полым ротором от напряжения на управляющей обмотке.

статором и неподвижным центральным сердечником из листовой стали (внутренним статором). Эти двигатели с полым ротором обладают ничтожной инерцией, что практически очень важно при регулировании производственных процессов. На рис. 14-52 показана зависимость частоты вращения такого двигателя от напряжения на управляющей обмотке.

Однофазный двигатель не развивает начального пускового момента. Но если ротор однофазного двигателя раскрутить в любую сторону при помощи внешней силы, то в дальнейшем этот ротор будет вращаться самостоятельно и может развивать значительный вращающий момент.

Сходные условия создаются у трехфазного двигателя при перегорании предохранителя в одной из фаз. В таких условиях однофазного питания трехфазный двигатель будет продолжать работать. Только во избежание перегрева двух обмоток, остающихся включенными, необходимо, чтобы нагрузка двигателя не превышала 50—60% номинальной.

Работа двигателя при однофазном возбуждении может быть объяснена на основании того, что переменное пульсирующее магнитное поле можно рассматривать как создаваемое наложением двух маг-

питных полей, вращающихся в противоположные стороны с синхронной угловой скоростью  $\omega/p$ . Амплитудные значения магнитной индукции обоих этих полей  $B_{Im}$  и  $B_{Ilm}$  одинаковы и равны половине амплитуды индукции переменного поля машины:

$$B_{Im} = B_{Ilm} = B_m/2.$$

Простое графическое построение (рис. 14-53) показывает, как в результате сложения двух одинаковых по длине векторов, вращающихся в противоположные стороны, получается синусоидально изменяющийся вектор. Это легко показать и аналитически на основании приведенного выше выражения магнитной индукции одной фазы обмотки (§ 14-4). Эта индукция распределена синусоидально вдоль

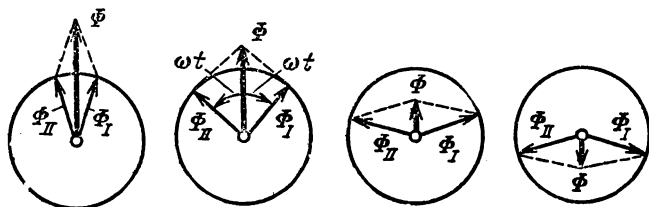


Рис. 14-53. Разложение переменного поля на два поля, вращающихся в противоположных направлениях.

полюсного деления машины и вместе с тем является синусоидальной функцией времени (14-5):

$$B_x = B_m \sin \omega t \sin \frac{\pi}{\tau} x.$$

Для этого достаточно применить формулу произведения синусов

$$\sin \alpha \sin \beta = 0,5 [\cos (\alpha - \beta) - \cos (\alpha + \beta)],$$

что дает выражение индукции в виде двух одинаковых магнитных волн, бегущих вдоль окружности машины в противоположные стороны:

$$B_x = \frac{B_m}{2} \cos \left( \omega t - \frac{\pi}{\tau} x \right) + \frac{B_m}{2} \cos \left( \omega t + \frac{\pi}{\tau} x \right). \quad (14-36)$$

В однофазном двигателе это положение справедливо, только пока ротор неподвижен. Рассматривая в этих условиях переменное поле как складывающееся из двух вращающихся полей, можно заключить, что оба эти поля индуцируют в обмотке ротора одинаковые по силе токи. Эти токи, взаимодействуя только с индуктирующими их полями, создают два одинаковых вращающих момента, направленных в противоположные стороны и уравнивающих друг друга.

Но это равенство двух моментов нарушается, если привести ротор во вращение в любом направлении. В этих условиях вращающий момент, создаваемый прямо вращающимся полем (короче, прямое поле), т. е. полем, вращающимся в ту же сторону, что и ротор, ста-

новится значительно больше момента, развиваемого обратно вращающимся полем (короче, обратным полем), благодаря чему ротор может не только самостоятельно вращаться, но и приводить во вращение какой-либо механизм.

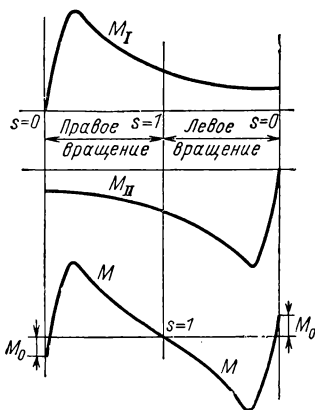
Ослабление противодействующего момента при вращении ротора вызывается ослаблением обратного поля. Относительно этого поля, вращающегося против вращения ротора, скольжение ротора

$$s_{II} = \frac{n_1 + n}{n_1} = \frac{n_1 + n_1(1 - s_1)}{n_1} = 2 - s_1, \quad (14-37)$$

где  $s_1$  — скольжение ротора по отношению к прямо вращающемуся полю.

Выражение (14-37) показывает, что частота токов, индуцируемых в роторе обратным полем, относительно высока — близка к удвоенной частоте сети. Для токов такой повышенной частоты индуктивное сопротивление ротора во много раз больше его активного сопротивления, вследствие чего токи, индуцируемые обратным полем, становятся почти чисто реактивными. Согласно принципу Ленца поле этих токов оказывает сильное размагничивающее действие на поле, их индуцирующее, следовательно, на обратное поле двигателя. Благодаря этому при малых скольжениях  $s_1$  результирующее магнитное поле машины становится почти круговым вращающимся полем, а противодействующий момент обратного поля в этих условиях мал.

Рис. 14-54. Вращающий момент однофазного двигателя как разность прямого и обратного моментов.



Для каждого из полей мы можем применить известные нам кривые зависимости момента от скольжения обычного трехфазного асинхронного двигателя (рис. 14-46) и определять результирующий момент  $M$  как разность прямого  $M_I$  и обратного  $M_{II}$  моментов (рис. 14-54). Существенной особенностью однофазного двигателя является наличие небольшого отрицательного момента  $M_{II}$  при синхронной частоте вращения ротора по отношению к прямому полю.

Возрастание скольжения  $s_1$  при увеличении нагрузки вызывает у однофазного двигателя не только увеличение силы тока  $I_I$ , индуцируемого прямым полем, но и увеличение тормозящего момента обратного поля, вследствие чего работа однофазного двигателя значительно менее устойчива, чем трехфазного, а его максимальный момент существенно меньше. Вследствие ряда дополнительных потерь к. п. д. однофазного двигателя значительно ниже, чем трехфазного.

Задача пуска в ход однофазного двигателя решается посредством применения того или другого пускового устройства. Чаще всего это дополнительная обмотка, подобная второй обмотке двухфазного дви-

гателя, но отключаемая по окончании пуска, так как она рассчитывается лишь на кратковременную нагрузку током. Последовательно с этой обмоткой включается то или иное фазосмещающее устройство.

Пусковое приспособление может оставаться включенным и при нормальной работе двигателя, как это имеет место в д в и г а т е л е с р а с щ е п л е н н ы м п о л ю с о м, являющимся промежуточным между однофазным и двухфазным двигателями (рис. 14-55). Этот двигатель снабжен короткозамкнутой обмоткой  $K$ , которая охватывает часть явно выраженного полюса, на котором размещена главная (первичная) обмотка  $I$ . Ток  $I_1$  (обмотка  $I$ ), создаваемый напряжением сети, возбуждает магнитный поток  $\Phi_1$ . Часть последнего, пронизывая обмотку  $K$ , индуцирует в ней ток  $I_2$ , значительно отстающий по фазе от  $I_1$ . Этот ток возбуждает второй магнитный поток двигателя. Таким образом в двигателе создается система двух переменных магнитных потоков, не совмещенных пространственно и сдвинутых по фазе, т. е. создаются условия, подобные условиям в индукционных электроизмерительных приборах, следовательно, возникает вращающееся магнитное поле, которое, воздействуя на короткозамкнутый ротор, создает соответствующий вращающий момент. Эти двигатели изготавливаются миниатюрными (мощностью 0,5—30 Вт) и широко применяются для самых различных целей — главным образом, в качестве привода исполнительных механизмов.

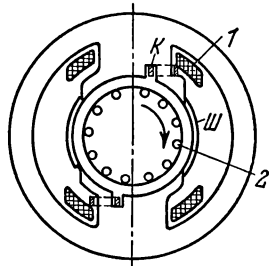


Рис. 14-55. Схема устройства двигателя с расщепленным полюсом.

#### 14-19. ИНДУКЦИОННЫЙ РЕГУЛЯТОР И ФАЗОРЕГУЛЯТОР

Асинхронная машина с фазной обмоткой ротора используется для самых различных целей. В частности, заторможенная машина может служить автотрансформатором с плавно регулируемым коэффициентом трансформации.

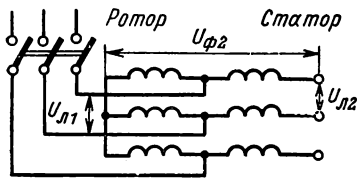
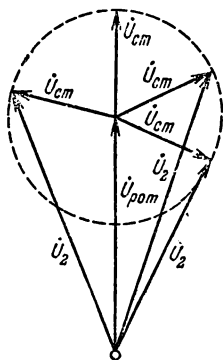


Рис. 14-56. Схема соединений индукционного регулятора.

Схема соединений такого индукционного регулятора (называемого также поворотным автотрансформатором и потенциал-регулятором) показана на рис. 14-56. Обмотки статора и ротора во всех трех фазах соединены между собой последовательно, а на зажимы обмотки ротора подано напряжение питающей сети. Сопоставив эту схему индукционного регулятора со схемой трехфазного автотрансформатора, легко убедиться в их принципиальной тождественности. Обмотка ротора служит первичной обмоткой автотрансформатора, а три свободных зажима обмотки статора являются вторичными выходными зажимами устройства. Но в автотрансформаторе отношение первичного и вторичного напряжений постоянно и опре-

деляется отношением чисел витков обмоток, а в индукционном регуляторе отношение напряжений зависит также от относительного положения обмоток статора и ротора. Если оси этих обмоток совпадают, то совпадают по фазе и индуктируемые в них э. д. с. Если же вращающееся магнитное поле пересекает обмотку статора не одновременно с обмоткой заторможенного ротора, то пространственный сдвиг между осями обмоток обусловит пропорциональный сдвиг фаз  $\beta$  (§ 14-5) между э. д. с. статора и ротора, а следовательно, и между напряжениями на зажимах статора и ротора.



Фазное напряжение на вторичной стороне индукционного регулятора равно векторной сумме напряжений статора и ротора:

$$\dot{U}_2 = \dot{U}_p + \dot{U}_{ст.}$$

Ротор заторможен, но посредством червячной передачи его можно поворачивать и таким образом изменять угол сдвига фаз между  $U_p$  и  $U_{ст}$  в пределах 360 эл. град (рис. 14-57). Это дает возможность изменять вторичное напряжение в пределах от

$$U_2 = U_p - U_{ст} \text{ до } U_2 = U_p + U_{ст}.$$

Рис. 14-57. Векторная диаграмма индукционного регулятора для различных положений ротора.

Фазное напряжение ротора равно фазному напряжению сети  $U_p = U_{\phi}$ , а обмотка статора индукционного регулятора обычно имеет число витков, равное числу витков фазной обмотки ротора, поэтому  $U_{ст} = U_p = U_{\phi}$ . Следовательно, пределы регулирования вторичного напряжения индукционного регулятора от 0 до  $2U_{\phi}$  — двойного значения линейного напряжения сети. При значительных мощностях очень ценно, что регулирование в таких широких пределах осуществляется без замыкания или размыкания контактов. Это существенно увеличивает надежность устройства.

Взаимодействие токов ротора с магнитным полем может создавать в индукционном регуляторе значительный вращающий момент, что связано с усложнением поворотного устройства (обычно это самотормозящаяся червячная передача) и затрудняет управление положением ротора. Чтобы разгрузить уставовку от этого нежелательного электромагнитного момента, мощные регуляторы изготавливаются в виде двух соединенных общим валом асинхронных машин, причем электромагнитные моменты, воздействующие на их роторы, имеют противоположное направление, благодаря чему полностью взаимно компенсируются. Обмотки роторов двух машин в таком регуляторе соединяются между собой параллельно, а обмотки статора — последовательно.

По сравнению с трансформатором к. п. д. индукционного регулятора значительно ниже из-за наличия воздушного зазора в магнитной цепи. По сравнению с двигателем в индукционном регуляторе помимо потерь в стали сердечника статора имеют место значи-

тельные потери в сердечнике ротора. Условия охлаждения в регуляторе существенно хуже, чем в двигателе, из-за отсутствия вращения. Для улучшения теплоотдачи индукционные регуляторы средней и большой мощности снабжаются масляным охлаждением.

То обстоятельство, что посредством поворота заторможенного ротора можно плавно изменять относительную фазу э. д. с., индуцируемых в роторе, используется в фазорегуляторах. Трехфазная обмотка статора такого фазорегулятора  $\Phi$  включается в сеть, а обмотка заторможенного ротора служит вторичной обмоткой поворотного трансформатора (рис. 14-58). Действующее значение э. д. с., индуцируемой в обмотке ротора, не зависит от положения ротора, так как вращающееся магнитное поле машины, возбуждаемое токами статора, постоянно по величине. Но относительная фаза этих э. д. с. зависит от положения ротора и, поворачивая последний, можно изменять эту фазу в пределах  $0-360^\circ$ . Фазорегуляторы применяются при проверке счетчиков переменного тока и ваттметров, а также для управления фазой сеточного напряжения ртутных выпрямителей и тиратронов (§ 12-11).

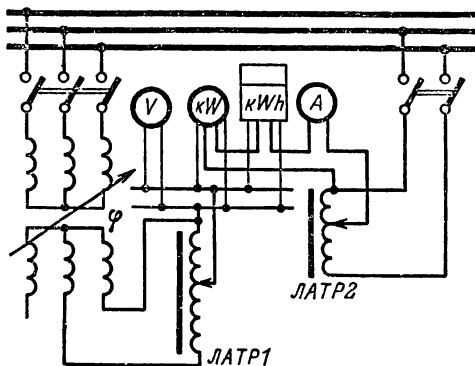


Рис. 14-58. Схема применения фазорегулятора при проверке счетчика для регулирования сдвига фаз между напряжением и током счетчика.

## Глава пятнадцатая

### МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

#### 15-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Характерной частью большой группы электрических машин является коллектор. Это — полый цилиндр, собранный из изолированных друг от друга клинообразных медных пластин (рис. 15-1). Пластины коллектора изолированы и от вала машины. Проводниками они соединяются с витками обмотки, размещенной в пазах ротора. На коллекторе, в щеткодержателях, устанавливаются неподвижные щетки, через которые вращающаяся обмотка соединяется с внешней цепью.

Применение коллектора необходимо в генераторах постоянного тока для выпрямления переменной э. д. с., индуцируемой по вращающейся обмотке, а в двигателях постоянного тока коллектор

нужен для получения постоянного по направлению вращающего момента.

Но коллектор применяется и в машинах переменного тока. Коллекторные двигатели переменного тока обладают рядом весьма ценных свойств двигателей постоянного тока; в частности, они дают возможность плавно и в широких пределах регулировать скорость. При помощи коллекторных генераторов переменного тока можно получать переменный ток постоянной частоты при изменяющейся частоте вращения первичного двигателя.

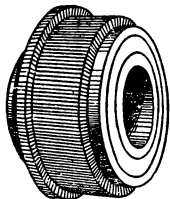


Рис. 15-1. Коллектор.

Коллекторные одноякорные преобразователи применяются для преобразования переменного тока в постоянный, или постоянного тока в переменный, или переменного тока одной частоты в переменный ток другой частоты.

В ряде специальных установок применяется каскадное соединение коллекторных машин с бесколлекторными крупными асинхронными двигателями. Такое соединение дает возможность плавно и достаточно экономично регулировать частоту вращения и коэффициент мощности этих двигателей.

Однако наличие коллектора значительно удорожает машину, усложняет уход за ней и делает установку скорее изнашивающейся и менее надежной. Тем не менее область применения коллекторных машин, в особенности машин постоянного тока, достаточно обширна, а появление простых и малогабаритных полупроводниковых выпрямителей позволило широко применять в сетях переменного тока двигатели постоянного тока, соединенные с этими выпрямителями.

Так как область применения коллекторных машин переменного тока весьма ограничена, то преимущественное внимание мы уделим машинам постоянного тока.

## 15-2. УСТРОЙСТВО МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Машина постоянного тока в основном состоит из неподвижной части, служащей для возбуждения главного магнитного поля, и вращающейся части<sup>1</sup>, в которой индуцируются э. д. с. и токи, создающие тормозящий момент в генераторе и вращающий момент в двигателе.

Неподвижная часть состоит из **с т а н и н ы** (рис. 15-2), на которой укрепляются основные полюсы для возбуждения главного магнитного потока и дополнительные полюсы для хорошей коммутации (§ 15-7) машины.

**Г л а в н ы й** полюс состоит из сердечника, набранного из листовой электротехнической стали и укрепленного болтами на ста-

---

<sup>1</sup> Иногда по аналогии с машинами переменного тока неподвижную часть машины постоянного тока называют **с т а т о р о м**, а вращающуюся — **р о т о р о м**.



нине, и катушки обмотки возбуждения. Сердечник на свободном конце снабжается полюсным наконечником для более равномерного распределения магнитной индукции вдоль окружности якоря.

**Станина** является ярмом машины, т. е. частью, замыкающей магнитную цепь главного потока (рис. 15-3). Она изготовляется массивной из литой стали, так как магнитный поток в ней относительно постоянен. Дополнительные полюсы устанавливаются на станине посредине между основными. Их сердечники крепятся болтами к станине, а катушки их обмоток соединяются последовательно с якорем.

**Якорем** принято называть часть машины, в обмотке которой при вращении ее относительно главного магнитного поля индуцируется э. д. с. В машине постоянного тока якорь состоит из зубчатого сердечника, обмотки, уложенной в пазах сердечника, и коллектора, насаженного на вал якоря. Сердечник набирается из листов электротехнической стали (рис. 15-4) толщиной 0,5 мм, изолированных друг от друга лаком. В пазы сердечника якоря заложена обмотка якоря, обычно состоящая из отдельных секций. Для отвода тока от коллектора служат угольные или медные щетки, установленные в щеткодержателях (рис. 15-5). Щетку *а* к коллектору прижи-

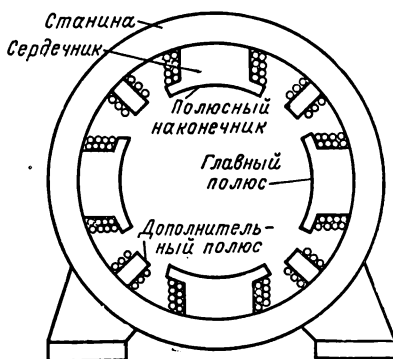


Рис. 15-2. Станина машины постоянного тока.

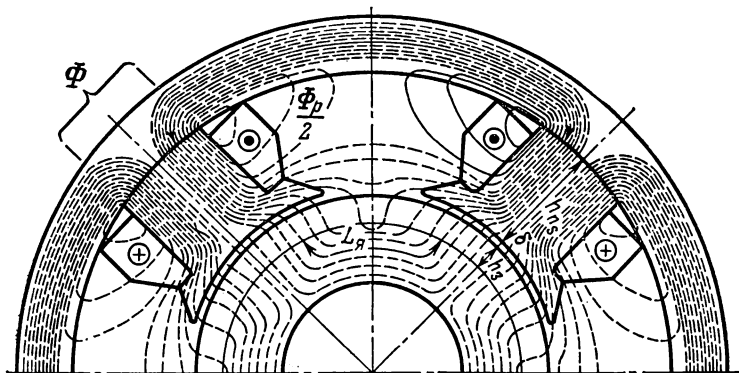


Рис. 15-3. Магнитная цепь машины постоянного тока.

мает пружина *б*. Ток от щетки отводится посредством специального гибкого кабеля. Щеткодержатели надеваются на щеточную траверсу (отверстие *в*), от которой они электрически изолируются. Траверса устанавливается на подшипниках машины, и ее можно поворачивать, изменяя положение щеток по отношению к полюсам машины.

Как и все электрические машины, машины постоянного тока обратимы. Машина работает в режиме генератора, если ее вращает тот или иной первичный двигатель, главное магнитное поле возбуждено, а цепь якоря замкнута через щетки на нагрузку. При таких условиях в обмотке якоря индуцируется э. д. с., которая через коллектор и щетки посылает ток во внешнюю цепь — в нагрузку. В самой машине взаимодействие тока якоря с главным магнитным полем

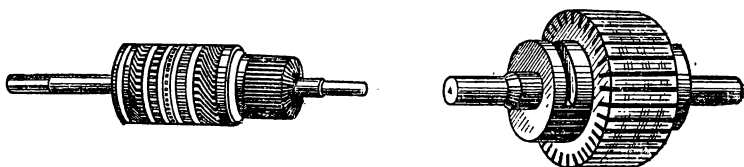


Рис. 15-4. Якорь необмотанный и обмотанный.

создает тормозящий момент, который должен преодолевать первичный двигатель. Машина преобразует механическую энергию в электрическую.

Если цепи якоря и возбуждения машины присоединены к источнику электроэнергии, то напряжение последнего создает токи в обмотках машины и ток якоря, взаимодействуя с главным магнитным полем, образует вращающий момент. Под действием последнего якорь вращается — машина работает в режиме двигателя, преобразуя электрическую энергию в механическую.

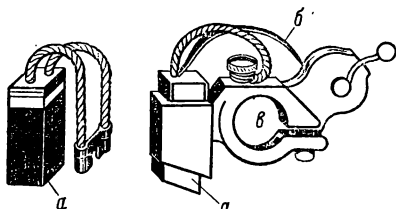


Рис. 15-5. Щетка и она же в щеткодержателе.

Таким образом, одна и та же машина может быть использована в качестве генератора или в качестве двигателя.

Важнейшим классификационным признаком машин постоянного тока является способ возбуждения главного магнитного поля. Постоянные магниты в современных машинах применяются для этой

цели в немногих специальных случаях. Почти во всех современных машинах главное магнитное поле возбуждается электромагнитным путем, для чего ток возбуждения пропускается по обмотке возбуждения, размещенной на сердечниках полюсов машины. Все рабочие характеристики машины постоянного тока при работе как в режиме генератора, так и в режиме двигателя зависят от способа включения цепи возбуждения по отношению к цепи якоря. Соединение этих цепей может быть параллельным, последовательным, смешанным и, наконец, цепи эти могут быть независимы одна от другой, в соответствии с чем принято различать параллельное, последовательное, смешанное и независимое возбуждение машин. Практически весьма ценно то обстоятельство, что мощность, затрачиваемая в цепи воз-

буждения, при любом способе включения обмотки возбуждения мала, порядка 5% номинальной мощности у малых машин и менее 1% у больших машин. Это делает возможным экономичное управление работой машины постоянного тока (напряжением генератора, частотой вращения двигателя).

В машинах независимого возбуждения обмотка возбуждения получает ток от независимого источника электроэнергии (рис. 15-6), благодаря чему сила этого тока не зависит от напряжения на зажимах якоря машины. Сечение проводов обмотки возбуждения в этих машинах выбирается в зависимости от напряжения источника тока возбуждения. Характерным для этих машин является независимость главного магнитного потока от нагрузки машины.

У машин параллельного возбуждения (называемых также шунтовыми машинами) цепь обмотки возбуждения соединяется

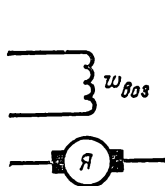


Рис. 15-6. Схема независимого возбуждения.

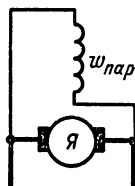


Рис. 15-7. Схема параллельного и последовательного возбуждения.

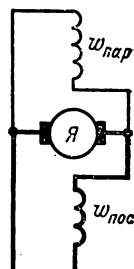
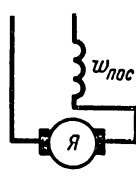


Рис. 15-8. Схема смешанного возбуждения.

параллельно с цепью якоря (рис. 15-7). Сила тока возбуждения  $I_B$  во много раз меньше силы тока якоря (0,05—0,01), а напряжение  $U$  на зажимах цепей якоря и возбуждения одно и то же. Следовательно, сопротивление обмотки возбуждения ( $r_B = U/I_B$ ) должно быть относительно велико. Обмотка возбуждения машины параллельного возбуждения имеет большое число витков тонкого провода и благодаря этому обладает значительным сопротивлением. Характерно для машин параллельного возбуждения постоянство главного магнитного потока и его небольшая зависимость от условий нагрузки машины.

У машин последовательного возбуждения (называемых также серийными машинами) полный ток якоря  $I_A$  проходит через обмотку возбуждения (рис. 15-7), поэтому она выполняется проводом большого сечения. Сила тока  $I_A$  в обмотке последовательного возбуждения велика, благодаря чему для получения необходимой н. с. ( $l\omega$ ) достаточно, чтобы эта обмотка имела малое число витков. Следовательно, сопротивление обмотки последовательного возбуждения  $r_B$  относительно мало. Для этих машин характерны изменения в широких пределах главного магнитного потока при изменениях нагрузки машины вследствие изменений силы тока якоря, который является одновременно и током возбуждения.

В машинах смешанного возбуждения (называемых также компаундными машинами) на каждом полюсном сердечнике надеты две катушки, одна из которых входит в обмотку

возбуждения, включаемую параллельно якору, а вторая — в обмотку, включаемую последовательно с якорем (рис. 15-8).

Одна из этих обмоток является основной. Ее н. с. ( $I\omega$ ) возбуждает главное магнитное поле, а вторая лишь дополнительно воздействует на это магнитное поле. В зависимости от преобладания н. с. последовательной или параллельной обмотки возбуждения машина по своим характеристикам может быть машиной последовательного возбуждения с небольшой параллельной обмоткой возбуждения или машиной параллельного возбуждения с небольшой последовательной обмоткой возбуждения. В большинстве машин смешанного возбуждения применяется согласное соединение, т. е. н. с. двух обмоток складываются; встречное соединение, при котором н. с. обмоток имеют противоположное направление, применяется в немногих специальных случаях.

### 15-3. ВЫПРЯМЛЕНИЕ ПЕРЕМЕННОЙ Э. Д. С. ПОСРЕДСТВОМ КОЛЛЕКТОРА И ЩЕТОК

Общее выражение э. д. с., индуцируемой в любой обмотке,

$$e = - d\psi/dt$$

показывает, что если процесс этот продолжителен, то э. д. с. должна быть переменной, так как потокоцепление не может неограниченно возрастать, а при его убывании изменится знак производной. По этой причине во вращающейся обмотке машины постоянного тока неизбежно должна индуцироваться переменная э. д. с., а для ее выпрямления необходим коллектор.

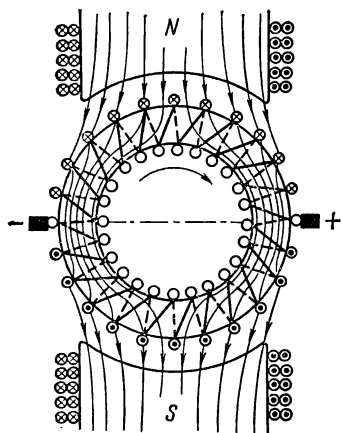


Рис. 15-9. Схема кольцевого якоря с обмоткой.

Как осуществляется выпрямление э. д. с. в машине постоянного тока, удобно проследить на простейшем по устройству кольцевом якоре. Хотя в современных машинах он заменен барабанным якорем, но принцип выпрямления для кольцевого якоря тот же, что и для барабанного.

Сердечник кольцевого якоря представляет собой полый цилиндр (рис. 15-9), собранный из пластин электротехнической стали, изолированных друг от друга лаком. Обмотка кольцевого якоря

обвивает этот цилиндр, образуя многovitковый замкнутый контур. Магнитный поток главных полюсов (показанных условно на рис. 15-9) проходит по сердечнику якоря, минуя внутреннюю полость цилиндра якоря. Вследствие такого устройства при вращении якоря магнитное поле пересекают только проводники обмотки, лежащие на внешней поверхности якоря, и, следовательно, только в них индуцируются э. д. с. Руководствуясь правилом правой руки, легко убе-

даться, что э. д. с., индуцируемые в проводниках, лежащих под разноименными полюсами, имеют внутри контура обмотки противоположное направление (рис. 15-9). Так как машина построена симметрично, то внутреннего уравнительного тока в обмотке эти э. д. с. не создают.

Чтобы использовать э. д. с. двух половин обмотки в случае двухполюсной машины, можно наложить непосредственно на якорь две неподвижные щетки, освободив соответственно от изоляции ту часть поверхности проводников якоря, которая будет касаться щеток при вращении якоря<sup>1</sup>. Щетки нужно поставить примерно посредине между главными полюсами. Они разделяют обмотку на две параллельные ветви, являющиеся двумя источниками э. д. с., которые могут совместно посылать токи во внешнюю цепь, в нагрузку, включенную между щетками (рис. 15-10). Индуцируемые в витках каждой из параллельных ветвей обмотки э. д. с. должны иметь одинаковое направление. Это

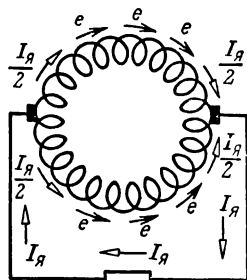


Рис. 15-10. Щетки делят обмотку якоря на две параллельные ветви и соединяют ее с нагрузкой.

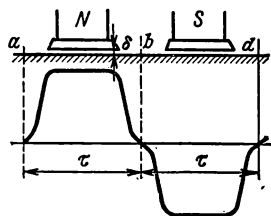


Рис. 15-11. Распределение магнитной индукции вдоль окружности якоря при холостом ходе.

направление зависит от направления магнитного поля и от направления вращения якоря. Щетки должны стоять между главными полюсами машины в области, в пределах которой можно считать магнитную индукцию практически равной нулю (рис. 15-11, точки *a* и *b*). Это — н е й т р а л ь н а я з о н а машины. Вдоль окружности якоря магнитная индукция распределяется в зависимости от магнитного сопротивления на пути магнитного потока. Для того чтобы сделать это распределение более равномерным, служат полюсные наконечники (рис. 15-11). Если щетки сдвинуты из нейтральной зоны, то в одной и той же параллельной ветви оказываются секции с противоположным направлением э. д. с., вследствие чего напряжение между щетками уменьшается; оно будет равно нулю, если поставить щетки под срединами полюсов.

Благодаря наличию щеток напряжение на зажимах машины постоянно, хотя в каждом из проводников обмотки ее якоря индуцируется переменная э. д. с. Непрерывно движущиеся проводники переходят из области северного полюса в область южного полюса, вследствие чего направление индуцируемой в них э. д. с. изменяется, но в то же время по отношению к полюсам машины остается неизменным положение группы проводников, образующих параллельную ветвь обмотки. Одни проводники из данной группы уходят, но одновременно столько же проводников в нее поступает.

<sup>1</sup> Такая конструкция применялась в электрических машинах в конце XIX в.

Если число пар полюсов машины  $p$  больше 1, то для рассматриваемой нами спиральной обмотки кольцевого якоря соответственно должно быть увеличено число щеток, чтобы соединить параллельно все ветви обмотки. На рис. 15-12 такое соединение показано для четырехполюсной ( $p=2$ ) машины. Щетки одинаковой полярности должны быть соединены между собой, чтобы образовать положительный и отрицательный полюсы обмотки якоря. При более сложных обмотках число параллельных ветвей  $2a$  может быть не равно числу полюсов  $2p$  (§ 15-4).

В рассмотренной нами схеме машина не имела коллектора, его роль выполняла сама обмотка якоря, но при непосредственном контакте щеток с обмоткой якоря условия работы контактов мало благо-

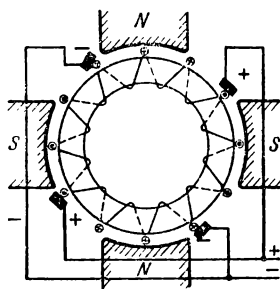


Рис. 15-12. Обмотка кольцевого якоря четырехполюсной машины.

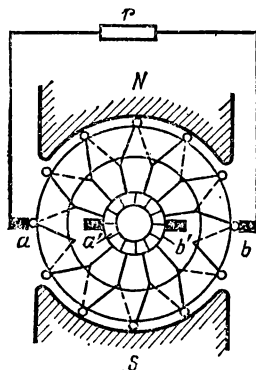


Рис. 15-13. Соединение обмотки якоря с пластинами коллектора.

приятны, главным образом из-за высокой окружной скорости на поверхности якоря. Эти контакты могут быть осуществлены значительно лучше и надежнее посредством переноса щеток на пластины коллектора. Последние должны быть соединены проводниками (петушками) с соответствующими секциями якоря (рис. 15-13). Щетки через пластины коллектора соединяют параллельно ветви обмотки так же, как они могли бы делать это при непосредственном контакте с проводами якоря. Но диаметр коллектора значительно меньше диаметра якоря, благодаря чему существенно меньше его окружная скорость, а механически пластины коллектора значительно прочнее проводников обмотки якоря.

В генераторе щетки и коллектор необходимы для выпрямления переменной э. д. с. витков обмотки. В двигателе коллектор и щетки обеспечивают непрерывность вращения. По всем проводникам параллельной ветви обмотки якоря проходит один и тот же ток  $I = I_A / 2a$ . Если на все эти проводники воздействует электромагнитная сила одного и того же направления, то двигатель развивает наибольший вращающий момент. Когда же проводник переходит из области одного полюса в область другого полюса, то одновременно щетки и

коллектор производят переключение направления тока, проходящего по проводнику. Благодаря этим переключениям сохраняется неизменным направление вращающего момента.

#### 15-4. ОБМОТКИ БАРАБАННОГО ЯКОРЯ

Активные проводники, уложенные в пазах якоря, должны быть соединены между собой наиболее целесообразным образом, чтобы образовать рабочую обмотку машины.

Вышеописанная спиральная обмотка кольцевого якоря применяется лишь в немногих специальных случаях, так как она очень невыгодна. В ней активная длина проводников значительно меньше половины общей длины проводников обмотки — в рабочем процессе не участвуют проводники, уложенные на внутренней и торцевых сторонах якоря.

В современных машинах постоянного тока кольцевой якорь заменен барабанным, у которого обе стороны каждого витка обмотки

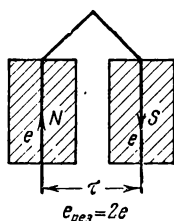


Рис. 15-14. Виток обмотки барабанного якоря.

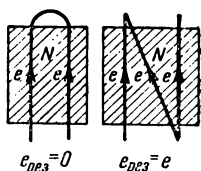


Рис. 15-15. Соединение проводников, лежащих рядом на якоре.

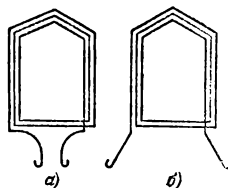


Рис. 15-16. Соединения обмотки.  
а — петлевой; б — волновой.

лежат на внешней поверхности якоря. Сам барабанный якорь представляет собой цилиндр (рис. 15-4), собранный из изолированных друг от друга пластин электротехнической стали. Каждый из витков обмотки барабанного якоря должен иметь ширину, близкую к ширине полюсного деления  $\tau$ , для того чтобы э. д. с., индуцируемые в двух сторонах витка, складывались (рис. 15-14), т. е. для того чтобы виток охватывал почти весь поток одного полюса машины. Заметим, что если соединить между собой тем или иным способом проводники, лежащие рядом на поверхности якоря (рис. 15-15), то их результирующая э. д. с. не сможет превзойти э. д. с., индуцируемую в одном проводнике.

Вместо одного витка в пазы обычно закладывается многовитковая секция (рис. 15-16). Возможны два основных способа соединения отдельных секций в обмотку. Чтобы присоединить следующую секцию обмотки, можно вернуться под исходный полюс (рис. 15-17); таким образом при поступательно-возвратном движении вдоль окружности якоря выполняются соединения петлевой обмотки, называемой также параллельной обмоткой.

На схемах обмотки показываются не отдельные витки, а только стороны секций.

Щетки делят петлевую обмотку на столько параллельных ветвей, сколько полюсов имеет машина, т. е. при петлевой обмотке  $a = p$ . Другой способ образования обмотки машины постоянного тока —

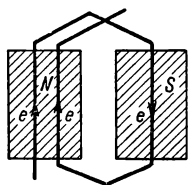


Рис. 15-17. Соединения петлевой обмотки.

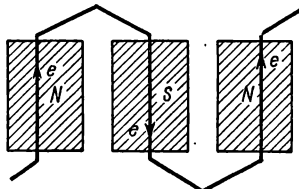


Рис. 15-18. Соединения волновой обмотки.

это соединение между собой секций, лежащих под следующими по окружности якоря полюсами, выполняемое при поступательном движении вдоль окружности якоря (рис. 15-18). Так выполняется простая волновая обмотка, называемая

также последовательной обмоткой. Число параллельных ветвей при волновой обмотке равно двум ( $2a = 2$ ) независимо от числа полюсов машины. Чтобы замкнуть волновую обмотку, т. е. чтобы включить в нее все секции обмотки, нужно несколько раз обойти окружность якоря. Петлевая обмотка замыкается после одного обхода якоря.

Простая волновая обмотка применяется для машин малой и средней мощности (до 500 кВт) при напряжении 110 В и выше.

Простой петлевой обмоткой снабжаются двухполюсные машины малой мощности (до 1 кВт) и машины мощностью свыше 500 кВт.

## 15-5. ЭЛЕКТРОДВИЖУЩАЯ СИЛА И ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЙ МОМЕНТ МАШИН ПОСТОЯННОГО ТОКА

Для всех машин постоянного тока основными являются уравнения э. д. с., индуцируемой в якоре, и электромагнитного момента взаимодействия токов якоря и основного магнитного поля машины.

При движении проводника обмотки якоря в магнитном поле под полюсом (рис. 15-19) в проводнике индуцируется э. д. с.

$$e_1 = Blv,$$

где  $l$  — активная длина проводника;  $v$  — окружная скорость якоря.

Это мгновенное значение э. д. с., изменяющееся в зависимости от изменения магнитной индукции вдоль полюсного деления. Чтобы определить среднее значение этой э. д. с., подставим в ее выражение среднее значение магнитной индукции  $B_{cp}$  под полюсом в пределах полюсного деления:

$$E_{1cp} = B_{cp}lv.$$

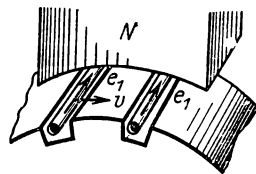


Рис. 15-19. Движение проводника под полюсом машины.



Окружную скорость  $v$  можно выразить через частоту вращения якоря  $n$  (об/мин), ширину полюсного деления  $\tau$  и число полюсов  $2p$ :

$$v = \pi D n / 60, \quad \pi D = \tau 2p.$$

Следовательно,

$$v = 2pn\tau / 60$$

и

$$E_{1cp} = l\tau 2pn B_{cp} / 60.$$

Учтем, что  $l\tau = S_{\text{пол}}$  — площади полюсного деления (рис. 15-20), а  $S_{\text{пол}} B_{cp} = \Phi$  — магнитному потоку одного полюса; на основании этого получим:

$$E_{1cp} = 2pn\Phi / 60.$$

Обмотка якоря состоит из  $N$  активных проводников. Щетки делят эту обмотку на 2  $a$  параллельных ветвей. Таким образом, в пределах каждой параллельной ветви последовательно соединяются  $N/2a$  активных проводников; э. д. с. якоря — это э. д. с. одной параллельной ветви обмотки, а эта последняя равна сумме э. д. с., индуцируемых в составляющих ее проводниках. Следовательно, э. д. с. якоря

$$E_{\text{я}} = E_{1cp} N / 2a,$$

или

$$E_{\text{я}} = \frac{p}{a} N \Phi \frac{n}{60} = C_E \Phi n, \quad (15-1)$$

где  $C_E$  — постоянный для данной машины коэффициент.

У генератора э. д. с., индуцируемая в обмотке якоря, создает ток во внешней цепи, присоединенной к зажимам щеток.

У двигателя эта э. д. с. направлена против тока и называется **противоэлектродвижущей силой**.

Электродвижущую силу якоря можно регулировать посредством изменения магнитного потока или посредством изменения частоты вращения якоря.

При работе машины постоянного тока в режиме генератора взаимодействие тока якоря с основным магнитным полем машины создает тормозящий момент, который должен преодолевать первичный двигатель. При работе машины в режиме двигателя взаимодействие тока якоря с магнитным полем создает вращающий момент. Направление передачи энергии при этих двух режимах различное, но природа электромагнитного момента, воздействующего на якорь, одна и та же.

На каждый из  $N$  активных проводников обмотки якоря, находящихся под полюсами машины, воздействует сила  $f = BIl$ .\* Сумма

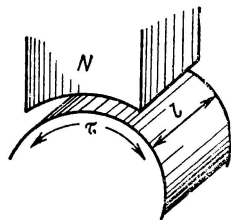


Рис. 15-20. Площадь полюсного деления.

\* Фактически эта сила приложена к зубцам якоря.

этих сил создает электромагнитный момент, действующий на якорь:

$$M_{\text{э.м}} = \frac{D}{2} \sum_{k=1}^{h=N} f_k$$

или, воспользовавшись понятием среднего значения индукции под полюсом, получим:

$$M_{\text{э.м}} = \frac{D}{2} N B_{\text{ср}} l.$$

Окружность якоря выразим через ширину полюсного деления  $\pi D = 2p\tau$ , а затем заменим  $B_{\text{ср}} l \tau = \Phi$ ; таким образом,

$$M_{\text{э.м}} = p N \Phi I / \pi.$$

Наконец, вместо силы тока  $I$  одного проводника введем в выражение момента общую силу тока якоря  $I_{\text{я}} = I \cdot 2a$ . После этой подстановки

$$M_{\text{э.м}} = \frac{1}{2\pi} \frac{p}{a} N \Phi I_{\text{я}} = C_{\text{м}} \Phi I_{\text{я}}, \quad (15-2)$$

где  $C_{\text{м}} = C_{\text{Е}} 60/2\pi$  — величина, постоянная для данной машины.

#### 15-6. РЕАКЦИЯ ЯКОРЯ

Реакцией якоря называется воздействие н. с. якоря на магнитное поле машины. Реакция якоря в большинстве случаев — явление нежелательное, искажающее основное магнитное поле и тем самым ухудшающее условия работы машины, поэтому при конструировании машины предусматриваются меры для уменьшения влияния реакции якоря.

Пока ток проходит только по обмотке возбуждения ( $I_{\text{я}} = 0$ ), магнитное поле машины симметрично по отношению к оси сердечников полюсов и под полюсами почти равномерно. На рис. 15-21, а показано схематически такое поле двухполюсной ( $p = 1$ ) машины. Геометрическая нейтраль  $n-n'$  — линия, перпендикулярная оси полюсов, разделяющая на дуге якоря область северного полюса и область южного полюса, является в этих условиях и физической нейтралью — линией, проходящей через точки окружности якоря, где магнитная индукция равна нулю. Щетки условно показаны опирающимися на якорь (хотя фактически они установлены на коллекторе). Они поставлены по геометрической нейтрали.

Но когда по обмотке якоря проходит ток, то якорь становится электромагнитом, ось которого направлена по оси щеток (рис. 15-21, б). По отношению к оси поля главных полюсов ось поля якоря направлена перпендикулярно — пока щетки стоят на геометрической нейтрали; в этих условиях поле якоря является поперечным полем.

В современных машинах постоянного тока щетки устанавливаются по геометрической нейтрали. Но если щетки смещены с геометриче-

ской нейтрали, то кроме поперечного поля возникает и продольное поле реакции якоря.

При нагрузке машины реакция якоря, действуя на основное поле, создает результирующее поле, характер которого примерно

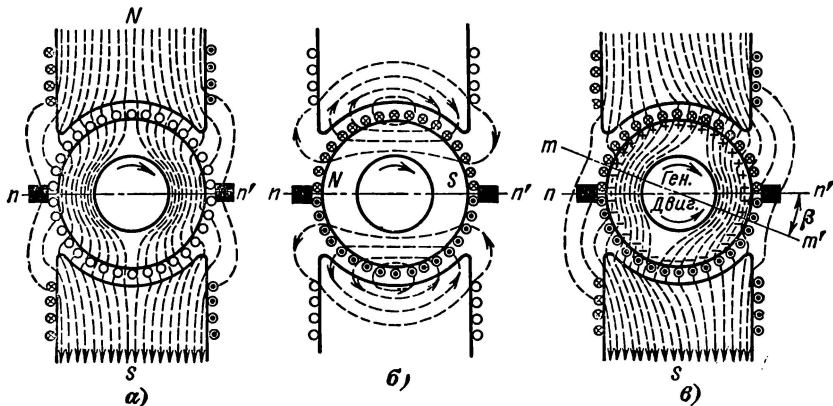


Рис. 15-21. Магнитное поле машины.

$\alpha$  — при холостом ходе;  $\delta$  — поле якоря;  $\epsilon$  — результирующее магнитное поле.

показан на рис. 15-21,  $\epsilon$ . Поток в машине смещается по направлению ее вращения в генераторном режиме или против направления вращения в двигательном режиме. При этом поток распределяется несимметрично по отношению к оси полюсов — ослабляется под одним краем и усиливается под другим. Вместе с тем в результате реакции якоря физическая нейтраль  $m-m'$  смещается по отношению к геометрической и щетки оказываются вне физической нейтральной зоны.

Рассмотрим, как распределяется магнитная индукция под полюсами вследствие реакции якоря. Пока поле создается только главными полюсами, оно симметрично по отношению к оси сердечников и под полюсами почти равномерно (рис. 15-22, кривая 1). Обмотка якоря распределена вдоль окружности якоря по пазам, поэтому ее н. с. изменяется ступенчато вдоль этой окружности. Но так как число пазов довольно велико, то можно заменить ступенчатую кривую прямой. Наибольшее значение н. с. якоря соответствует оси щеток (кривая 2). Если рассматривать поле якоря независимо от

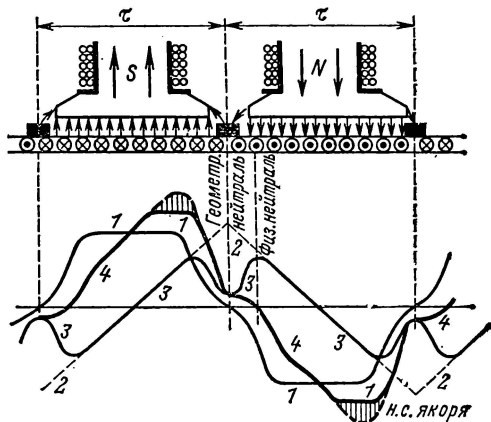


Рис. 15-22. Распределение магнитной индукции вдоль окружности якоря.

главного поля, то распределение магнитной индукции этого поля будет в большой мере определяться магнитным сопротивлением на пути потока якоря. Это сопротивление относительно мало и постоянно вдоль окружности под полюсами машины и сильно возрастает в промежутке между полюсами. Вследствие такого влияния кривая 3 — распределения индукции поля якоря — имеет седлообразный характер.

Если сердечники машины в рабочих условиях не насыщаются, то поле машины при нагрузке можно определить путем наложения на главное поле поля якоря. При таком наложении магнитный поток, возбуждающий э. д. с. якоря, по величине остается прежним, но изменится его распределение вдоль окружности якоря (кривая 4).

Физическая нейтраль не будет совпадать с геометрической, и так как щетки стоят на геометрической нейтрали, то из-за реакции якоря при нагрузке они окажутся вне физической нейтральной зоны. Вследствие такого смещения между щетками в каждой параллельной ветви обмотки окажутся несколько секций, направление э. д. с. в которых будет противоположно направлению э. д. с. всех остальных секций, что вызовет уменьшение э. д. с. якоря  $E_a$ .

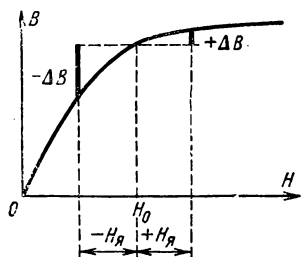


Рис. 15-23. Ослабление магнитного поля реакцией якоря.

При работе машины в генераторном режиме это вызывает понижение напряжения, при работе в двигательном режиме — изменение вращающего момента и частоты вращения.

Вместе с тем искажение магнитного поля под полюсами сопровождается значительным местным повышением магнитной индукции. Мгновенные значения э. д. с., индуцируемой в секции обмотки при ее движении, пропорциональны этой индукции. Следовательно, искажение поля может вызвать такое повышение напряжения между соседними пластинами коллектора (свыше 30—50 В), при котором между этими пластинами возможно возникновение весьма опасных устойчивых дуговых разрядов (кругового огня по коллектору).

До сих пор мы не упоминали о влиянии магнитного насыщения при реакции якоря. Но обычно под одним краем полюса магнитная индукция возрастает настолько, что зубцы якоря и сердечника полюсов вдоль этого участка насыщаются, в результате чего поле якоря ослабляет основное магнитное поле под одним краем полюса больше ( $-\Delta B$ , рис. 15-23), чем усиливает это поле под другим краем полюса ( $+\Delta B$ ). Таким образом, реакция якоря вызывает еще уменьшение полезного магнитного потока, которому пропорциональна э. д. с. якоря.

Для ослабления реакции якоря при конструировании машины предусматривается увеличение магнитного сопротивления на пути потока якоря — воздушный зазор между якорем и полюсными наконечниками делается относительно большим, а сечение зубцов

якоря выбирается таким, чтобы индукция в них была велика. Дальнейшее увеличение индукции вызывает возрастание магнитного сопротивления зубцов, что эквивалентно некоторому увеличению воздушного зазора на пути потока якоря. Однако для поддержания нужного полезного потока в машине при увеличении магнитного сопротивления необходимо соответствующее увеличение н. с. главных полюсов, а следовательно, увеличение габаритов и массы машины.

Для того чтобы предупредить смещение физической нейтрали из-за реакции якоря, большинство современных машин постоянного тока снабжается дополнительными (добавочными) полюсами. Эти полюсы необходимы также для улучшения коммутации (§ 15-7). Они устанавливаются на станине машины по линии геометрической нейтрали (рис. 15-22).

Обмотки дополнительных полюсов соединяются через щетки последовательно с обмоткой якоря так, чтобы направление н. с. дополнительных полюсов было противоположно направлению н. с. реакции якоря. Таким образом, дополнительные полюсы компенсируют поле реакции якоря в относительно узкой зоне коммутируемых секций. Тем самым предупреждается смещение физической нейтрали по отношению к геометрической.

Благодаря тому что н. с. дополнительных полюсов создается током якоря, компенсация реакции якоря автоматически устанавливается при любых нагрузках машины; при этом необходимо, чтобы магнитная цепь дополнительных полюсов не насыщалась.

Отметим, что н. с. дополнительных полюсов берется на 20 — 30% больше, чем н. с. якоря в пределах нейтральной зоны. Это необходимо для улучшения условий коммутации, которое мы рассмотрим в § 15-7.

При работе машины в режиме генератора дополнительные полюсы должны иметь полярность тех главных полюсов, на которые якорь набегает, а при работе в режиме двигателя — полярность тех главных полюсов, из-под которых якорь выбегает (рис. 15-24).

Дополнительные полюсы не устраняют создаваемые реакцией якоря неравномерное распределение индукции под полюсами и уменьшение полезного потока. В крупных машинах и в машинах, работающих в особо тяжелых условиях (например, часто реверсируемые двигатели), сильное местное повышение индукции под полюсами может вызвать перекрытие изоляционного промежутка между пластинами коллектора, а затем и круговой огонь. Чтобы предупредить возможность такой аварии, необходимо полностью компенсировать

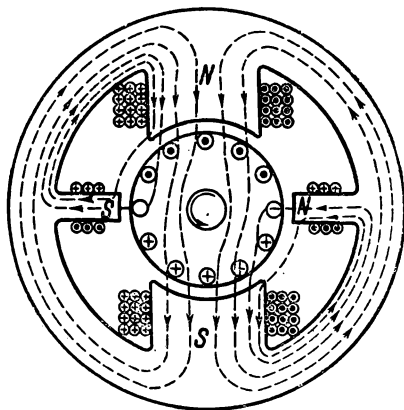


Рис. 15-24. Схема устройства дополнительных полюсов.

реакцию якоря. Это достигается применением компенсационной обмотки  $K$  (рис. 15-25).

Хотя якорь вращается, но его магнитный поток остается неподвижным по отношению к станине машины. Следовательно, можно полностью компенсировать действие н. с. якоря встречным действием неподвижной обмотки, размещенной в пазах, сделанных в несколько расширенных полюсных наконечниках главных полюсов. Компенсационная обмотка соединяется последовательно с якорем, и, таким

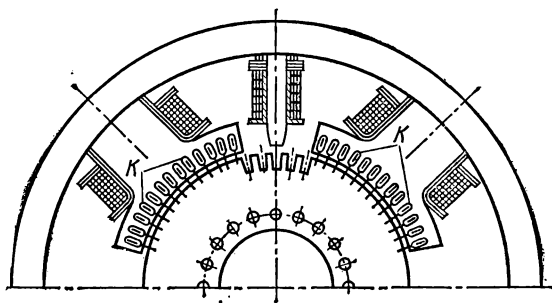


Рис. 15-25. Размещение компенсационной обмотки в пазах полюсных наконечников.

образом, каждый из ее стержней как бы образует с находящимся под ним стержнем обмотки якоря бифилярную систему, магнитное поле у которой почти отсутствует.

Компенсационная обмотка дополняет действие дополнительных полюсов — вместе они почти полностью компенсируют реакцию якоря. Однако устройство компенсационной обмотки существенно удорожает машину и увеличивает в ней потери, поэтому компенсационной обмоткой машины постоянного тока снабжаются лишь в тех случаях, когда это крайне необходимо.

## 15-7. КОММУТАЦИЯ В МАШИНАХ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Искрообразование под щетками на коллекторе ведет к быстрому разрушению коллектора, так как электрическая искра обладает весьма высокой температурой и способна разрушать самые твердые металлы и сплавы<sup>1</sup>. По этой причине необходимым условием долговечности машины постоянного тока является отсутствие искрения под щетками, так как искры быстро разрушают пластины коллектора и щетки.

Причины искрообразования могут быть механическими и электрическими. Основная механическая причина искрения — это ухудшение контакта между коллектором и щетками, что может быть следствием неровности коллектора, дрожания щеток и т. п.

<sup>1</sup> Разрушающее действие искры используется для электроискровой обработки твердых металлов и сплавов.

Неудовлетворительная коммутация является электрической причиной искрения. Коммутацией<sup>1</sup> в электрических машинах называется вся совокупность явлений при изменении направления тока в секциях обмотки якоря во время замыкания щетками этих секций накоротко.

В то время как пластины коллектора, к которым присоединены концы секции, замкнуты щеткой накоротко, секция переходит из одной параллельной ветви обмотки в другую. Сущность процесса коммутации мы можем пояснить на простейшем примере обмотки кольцевого якоря (рис. 15-26). Время, в течение которого секция обмотки вращающегося якоря замкнута щеткой накоротко, называется периодом коммутации  $T$ . За это время сила тока  $+I$  в секции должна измениться на  $-I$ , т. е. на  $2I$ . Чем быстрее вращается якорь и чем меньше ширина щетки  $b_{щ}$ , тем меньше период коммутации:

$$T = b_{щ}/v_k; \quad (15-3)$$

где  $v_k$  — окружная скорость коллектора.

Если бы в коммутируемой секции не индуцировалось никаких э. д. с., то ход процесса коммутации тока в секции определялся бы только соотношениями переходных сопротивлений контактов щетки с двумя пластинами коллектора. Одна из этих пластин постепенно уходит из-под щетки, а вторая входит под щетку. Для упрощения рассуждений будем считать, что ширина щетки не больше ширины одной коллекторной пластины, и пренебрежем по сравнению с переходным сопротивлением  $r_{щ}$  контакта щетки и коллектора небольшими сопротивлениями проводников, соединяющих обмотку якоря с коллектором, и самой секции. Во время коммутации щетка касается двух пластин коллектора сразу и образует с ними два переходных сопротивления; каждое из них больше, чем  $r_{щ}$ , так как площадь соприкосновения щетки с пластиной меньше, чем в том случае, когда щетка стоит на одной пластине, а переходное сопротивление обратно пропорционально площади контакта. Следовательно, переходное сопротивление  $r_1$  контакта с пластиной, уходящей из-под щетки, должно возрастать во время коммутации, достигая бесконечности в конце периода коммутации; обозначив через  $t$  время, протекающее с момента начала коммутации, получим:

$$r_1 = r_{щ}T/(T - t).$$

<sup>1</sup> От латинского слова *commutatio* — переключение.

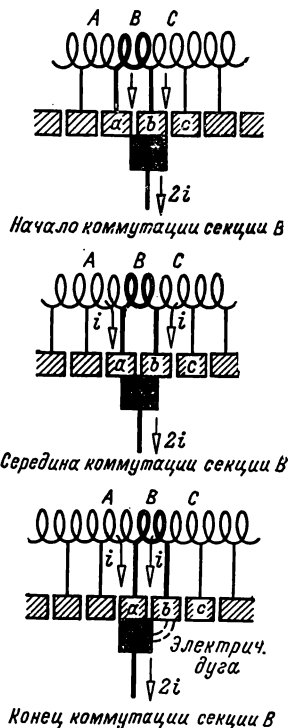


Рис. 15-26. Начало, середина и конец коммутации секции обмотки.

В то же время переходное сопротивление контакта второй пластины уменьшается:

$$r_2 = r_{\text{ш}} T/t.$$

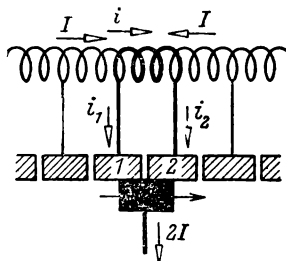
Ток  $I$ , поступающий в щетку из обмотки якоря, должен распределиться между двумя пластинами коллектора обратно пропорционально их переходным сопротивлениям (рис. 15-27):

$$i_1/i_2 = r_2/r_1 = (T-t)t.$$

Согласно первому закону Кирхгофа ток коммутируемой секции

$$i = i_1 - I,$$

а ток, уходящий через щетку во время коммутации, складывается из токов, проходящих через два переходных контакта щетки:



$$2I = i_1 + i_2,$$

следовательно,

$$2I = i_1 T / (T - t); \quad i_1 = 2I (T - t) / T,$$

а ток в коммутируемой секции

$$i = 2I (T - t) / T - I = I (T - 2t) / T.$$

Рис. 15-27. Схема распределения токов при коммутации.

В начальный момент при  $t = 0$  этот ток  $i = I$ , а в конце коммутации при  $t = T$  он будет  $i = -I$ .

Ток  $I$  является током лишь одной параллельной ветви обмотки якоря; в общем случае при  $2a$  параллельных ветвях ток якоря  $I_{\text{я}} = I \cdot 2a$ , следовательно, сила тока в коммутируемой секции

$$i = \frac{I_{\text{я}}}{2a} \frac{T - 2t}{T}. \quad (15-4)$$

Это выражение показывает, что при рассматриваемых идеальных условиях сила тока в коммутируемой секции является линейной функцией времени (рис. 15-28, а).

Такая коммутация называется прямолинейной или равномерной. В этом идеальном случае плотность тока под всей щеткой одинакова и неизменна во все время коммутации, благодаря чему отсутствуют коммутационные причины искрения.

Мы рассмотрели простейший случай, когда ширина щетки  $b_{\text{щ}}$  не больше ширины коллекторной пластины. В действительности щетка всегда перекрывает несколько коллекторных пластин, но это обстоятельство не изменяет линейный характер процесса коммутации при отсутствии в коммутируемой секции индуктированных э. д. с.

Однако в реальных условиях неизбежно возникновение э. д. с. самоиндукции в коммутируемой секции; витки секции лежат в пазах ферромагнитного тела — сердечника якоря, следовательно, секция обладает заметной индуктивностью  $L$ , поэтому изменение силы тока



при коммутации должно индуцировать в секции некоторую э. д. с. самоиндукции  $e_L$ . К этой э. д. с. добавляется еще э. д. с. взаимной индукции  $e_M$ , индуцируемая изменениями силы тока в соседних секциях, коммутируемых одновременно. Обе эти э. д. с. согласно принципу Ленца противодействуют изменению силы тока в секции, задерживают это изменение. Принято называть результирующую э. д. с., индуцируемую изменениями силы тока, реактивной э. д. с.:

$$e_p = e_L + e_M.$$

Ее можно выразить, как э. д. с. самоиндукции, через некоторую индуктивность секции  $L_c$  и изменение тока во времени:

$$e_p = -L_c di/dt.$$

Реактивная э. д. с. задерживает изменение тока (рис. 15-28, б) и делает коммутацию замедленной в течение большей части периода,

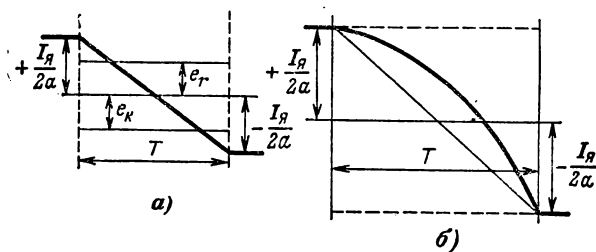


Рис. 15-28. Кривые линейной и замедленной коммутации.

но к концу периода, когда уходящая пластина выйдет из-под щетки, сила тока в секции принудительно примет значение  $-I_a/2a$ . Следовательно, в конце периода неизбежно ускоренное изменение силы тока в секции, что вызывает увеличение реактивной э. д. с. Одновременно плотность тока под щеткой становится неравномерной. Она сильно возрастает у края пластины, которая выходит из-под щетки, а это может вызывать сильное нагревание краев щетки и пластины коллектора. Обе эти причины могут обусловить искрение — возникновение миниатюрных электрических дуг под щеткой со стороны уходящей пластины коллектора.

Для того чтобы уничтожить или хотя бы ослабить вредное действие реактивной э. д. с., необходимо противопоставить ей вторую индуцируемую э. д. с., называемую коммутирующей э. д. с.  $e_k$ . Таким образом, условие идеальной коммутации:

$$e_p + e_k = 0.$$

Коммутирующая э. д. с. создается посредством движения витков коммутируемой секции во внешнем магнитном поле. В большинстве случаев  $e_k$  индуцируется магнитным полем дополнительных полюсов машины  $\Phi_{д.п.}$ , следовательно,

$$e_k = -\omega_0 d\Phi_{д.п.}/dt.$$

При изменениях нагрузки машины изменяется реактивная э. д. с., пропорциональная току якоря, но одновременно в такой же мере изменяется и коммутирующая э. д. с., так как обмотка дополнительных полюсов соединена последовательно с якорем. Таким образом, при изменениях нагрузки не нарушается взаимная компенсация  $e_p$  и  $e_k$ .

Усилив надлежащим образом поле дополнительных полюсов путем увеличения числа витков их обмотки, можно сделать  $e_k > e_p$ , что обусловит ускоренную коммутацию. Она осуществляется в машинах, предназначенных для особо тяжелых условий работы, например частого реверсирования.

В машинах малой мощности для создания коммутирующего магнитного поля вместо дополнительных полюсов применяется сдвиг щеток с геометрической нейтрали. При таком сдвиге в коммутируемой секции э. д. с.  $e_k$  индуцируется главным магнитным полем, причем в генераторе щетки должны быть сдвинуты по направлению вращения якоря, а в двигателе — против направления вращения.

Особо опасный случай неблагоприятной коммутации представляет собой круговой огонь по коллектору. Это мощная электрическая дуга, замыкающаяся непосредственно по коллектору или даже перекидывающаяся на станину машины, при этом машина может тяжело пострадать. Круговой огонь возникает при резком броске тока якоря, что вызывает увеличение реактивной э. д. с., а последняя создает мощную дугу между щеткой и краем уходящей пластины. Эта дуга не гаснет и растягивается вследствие вращения коллектора; в результате непосредственно на коллекторе машины возникает короткое замыкание, разрушающее коллектор и щетки.

## 15-8. ГЕНЕРАТОР НЕЗАВИСИМОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ

При независимом возбуждении цепь возбуждения и цепь якоря генератора электрически разделены (рис. 15-29), благодаря чему ток возбуждения не зависит от напряжения генератора, а следовательно, от условий нагрузки. Это дает возможность регулировать магнитный поток, а вместе с ним и напряжение генератора в очень широких пределах. Для такой регулировки в цепь возбуждения вводится регулировочный реостат  $r_{ш}$ . Схема включения и конструкция реостата должны предупреждать возможность внезапного прерывания тока возбуждения, так как обмотка возбуждения обладает значительной индуктивностью, вследствие чего размыкание ее цепи тока может сопровождаться возникновением большой э. д. с. самоиндукции, опасной для целостности изоляции обмотки возбуждения и вызывающей сильное искрообразование между размыкаемыми контактами.

Мощность, необходимая для цепи возбуждения, составляет только 1 — 3% номинальной мощности генератора. Это дает возможность весьма экономично осуществлять регулирование работы генератора.

Изменения силы тока возбуждения изменяют главный магнитный поток и пропорционально ему э. д. с.  $E_{я} = C_E \Phi n$ . Зависимость э. д. с. от тока возбуждения при разомкнутой цепи якоря ( $I_{я} = 0$ ) и постоянной частоте вращения  $n = \text{const}$  называется характеристикой холостого хода [ $E_{я} = F(I_{я})$ ]. Она же в другом масштабе может служить магнитной характеристикой.

Если цепь возбуждения разомкнута ( $I_{в} = 0$ ), а якорь вращается, то  $E_{я} \neq 0$ , так как в массивной станине генератора от предыдущей работы сохраняется некоторая остаточная индукция. При вращении якоря в поле остаточной индукции в его обмотке индуцируется малая э. д. с.  $E_{я0a}$ .

Чтобы снять характеристику холостого хода, нужно подать напряжение на обмотку возбуждения и постепенно увеличивать силу

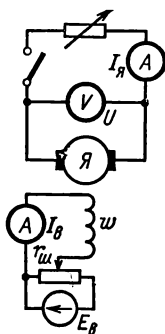


Рис. 15-29. Схема соединений генератора независимого возбуждения.

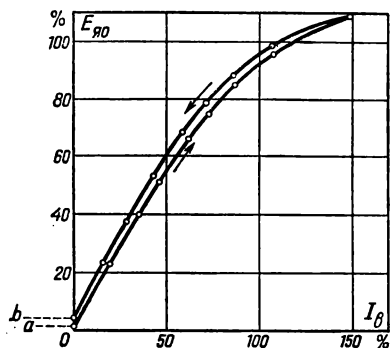


Рис. 15-30. Характеристика холостого хода генератора независимого возбуждения.

тока возбуждения до максимально допустимого значения, отмечая соответствующие значения э. д. с. Таким путем будет получена восходящая ветвь характеристики (рис. 15-30), затем путем постепенного понижения силы тока возбуждения можно получить нисходящую ветвь характеристики. Она расположится несколько выше восходящей ветви вследствие возросшего влияния гистерезиса. После выключения возбуждения остаточный магнетизм, а следовательно, и э. д. с., ему соответствующая ( $E_{я0b}$ ), будут существенно больше, чем в исходных условиях. Но этот остаточный магнетизм неустойчив, и, спустя некоторое время после выключения возбуждения, поток и э. д. с., им индуцируемая при вращении якоря, уменьшаются до значения, соответствующего начальным условиям ( $E_{я0a}$ ).

Таким образом, характеристика холостого хода петлевидна, что является естественным следствием наличия стали в магнитной цепи машины, главным образом следствием влияния массивной станины. Характеристика холостого хода в верхней своей части заметно загибается в сторону оси абсцисс. Это — следствие насыщения стали машины. В большинстве случаев генераторы постоянного тока рабо-

тают в условиях, соответствующих насыщенной части характеристики. Благодаря насыщению напряжение генератора меньше колеблется при изменениях нагрузки, так как ослабляется влияние реакции якоря на основной поток и э. д. с. машины.

Второй важной характеристикой генератора является зависимость его напряжения  $U$  от силы тока якоря  $I_{\text{я}}$  при неизменных сопротивлениях цепи возбуждения  $r_{\text{в}}$  и частоте вращения  $n$ . Эта зависимость называется в н е ш н е й х а р а к т е р и с т и к о й (рис. 15-31). Чтобы получить ее из опыта, нужно сначала нагрузить генератор до номинального тока  $I_{\text{ном}}$  при номинальном напряжении на зажимах генератора. Последнее устанавливается посредством регулирования силы тока возбуждения  $I_{\text{в}}$ . Затем пужно постепенно

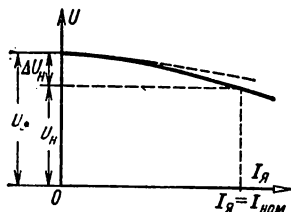


Рис. 15-31. Внешняя характеристика генератора независимого возбуждения.

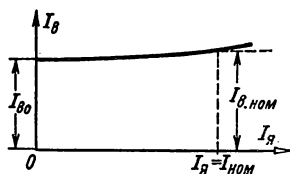


Рис. 15-32. Регулировочная характеристика генератора независимого возбуждения.

уменьшать ток якоря до нуля, не изменяя сопротивление цепи возбуждения. У генератора независимого возбуждения в этих условиях ток возбуждения будет оставаться неизменным.

Напряжение на зажимах цепи якоря генератора меньше его э. д. с. из-за потери напряжения в сопротивлении  $r_{\text{я}}$  — обмотки якоря и переходного контакта щеток и коллектора

$$U = E_{\text{я}} - I_{\text{я}} r_{\text{я}}.$$

Зависимость  $U = F(I_{\text{я}})$  изображалась бы прямой линией (пунктир на рис. 15-31), если бы э. д. с.  $E_{\text{я}}$  оставалась постоянной. Но полезный поток машины с ростом нагрузки уменьшается под воздействием реакции якоря, а вместе с ним пропорционально уменьшается и э. д. с.  $E_{\text{я}}$ . В результате внешняя характеристика изгибается в сторону оси абсцисс. На основании внешней характеристики определяется номинальное изменение напряжения на генераторе. Это — выраженное в процентах относительное изменение напряжения на его зажимах, вызываемое изменением нагрузки от номинальной до нуля при неизменном токе возбуждения и постоянной скорости:

$$\Delta U_{\text{н}} = \frac{U_0 - U_{\text{н}}}{U_{\text{н}}} 100\%; \quad (15-5)$$

у генераторов без компенсационной обмотки эта величина достигает примерно 5—15%.

Если увеличивать силу тока якоря сверх номинального значения, уменьшая сопротивление нагрузки, то напряжение генератора станет

дальше понижаться, но машина будет уже в условиях перегрузки. Ее обмотка якоря, щетки и коллектор начнут перегреваться, а под щетками начнется сильное искрение.

Для нормальной работы приемников электроэнергии необходимо поддерживать постоянным напряжение на их зажимах, несмотря на изменения общей нагрузки генератора. Это осуществляется посредством регулирования тока возбуждения. Регулирующей характеристикой генератора называется зависимость силы тока возбуждения  $I_b$  от силы тока якоря  $I_a$  при постоянных напряжении  $U$  и частоте вращения  $n$ . Такая характеристика показывает, как надо изменять силу тока возбуждения, для того чтобы при изменениях нагрузки поддерживать постоянным напряжение на зажимах генератора. Эта кривая сначала почти прямолинейна (рис. 15-32), но затем загибается вверх от оси абсцисс вследствие влияния насыщения магнитопровода машины.

### 15-9. САМОВОЗБУЖДЕНИЕ ГЕНЕРАТОРОВ

Ток возбуждения у большинства генераторов является частью тока якоря, т. е. генератор должен питать током свою обмотку возбуждения (рис. 15-34). При пуске в ход генератора сначала ток в якоре, а следовательно, и в обмотке возбуждения отсутствует, но в массивной станине всегда сохраняется небольшой поток  $\Phi_{ост}$  остаточного намагничивания, равный 1 — 3% нормального рабочего потока машины. Он остается как следствие намагничивания машины, имевшего место ранее при ее работе. Когда первичный двигатель вращает якорь генератора, тогда остаточный поток индуцирует в обмотке якоря небольшую э. д. с. В случае генератора параллельного возбуждения эта э. д. с.  $E_{я0}$  создает некоторый ток  $i_b$  в обмотке возбуждения, а следовательно, в обмотке возбуждения возникает некоторая н. с. По отношению к потоку  $\Phi_{ост}$  она может быть направлена согласно или встречно, т. е. подмагничивать или размагничивать. Для самовозбуждения необходимо согласное направление, что имеет место при правильном соединении обмотки возбуждения с якорем. При таком соединении н. с. тока возбуждения усиливает магнитное поле машины, а последнее индуцирует большую э. д. с. в обмотке якоря. Возрастание э. д. с. вызывает дальнейшее увеличение силы тока возбуждения. Предел такому самостоятельному увеличению потока и тока возбуждения положен явлениями насыщения магнитной цепи машины.

Обмотка возбуждения обладает значительной индуктивностью, поэтому ток в цепи возбуждения

$$i_b = (E_a + e_L) r_b \text{ или } E_a = i_b r_b + L di_b/dt,$$

где э. д. с.  $E_a$  является нелинейной функцией  $i_b$ , изображаемой характеристикой холостого хода машины (рис. 15-33). Мы пренебрегаем в этом уравнении сопротивлением цепи якоря  $r_a$ , незначительным по сравнению с  $r_b$ . Электродвижущая сила самоиндукции исчезает, когда прекратится увеличение силы тока возбуждения. Следова-

тельно, установившийся ток возбуждения  $I_B$  определяется из условия  $E_A = I_B r_B$ . Этому условию на графике соответствует точка пересечения характеристики холостого хода  $E_A = F(I_B)$  и прямой  $I_B r_B$ , т. е. точка  $A$ . Угол  $\alpha$  наклона прямой  $I_B r_B$  зависит от  $r_B$ ,  $\operatorname{tg} \alpha \sim r_B$ . Если уменьшать  $I_B$ , например вводя реостат в цепь возбуждения, то точка пересечения смещается влево ( $A'$ ). При достаточно большом сопротивлении цепи возбуждения, называемом критическим, машина не возбуждается.

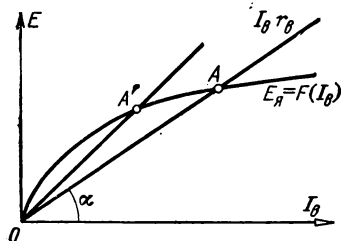


Рис. 15-33. Графическое определение режима генератора при самовозбуждении.

ного тока хотя бы малой мощности. Этот источник нужно на короткий срок замкнуть на обмотку возбуждения размагнитившейся машины, а затем использовать созданное остаточное намагничивание для нормального возбуждения.

Явления самовозбуждения используются в генераторах параллельного, смешанного и последовательного возбуждения.

#### 15-10. ГЕНЕРАТОРЫ ПАРАЛЛЕЛЬНОГО, ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО И СМЕШАННОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ

У генератора параллельного возбуждения часть тока якоря служит для возбуждения основного магнитного поля машины (рис. 15-34). Эти генераторы часто применяются для получения постоянного тока, так как они не требуют дополнительного источника электроэнергии для питания цепи возбуждения, что существенно упрощает обслуживание машины; вместе с тем напряжение таких генераторов мало изменяется из-за колебаний нагрузки.

При пуске в ход генератора параллельного возбуждения для создания магнитного потока в магнитопроводе используется выше описанное явление самовозбуждения, при этом необходимо правильное соединение зажимов обмотки возбуждения с зажимами якоря. Направление э. д. с., индуцируемой остаточным магнетизмом в обмотке якоря, зависит от направления вращения якоря, следовательно, выбор зажимов также зависит от направления вращения. Если соединения выполнены неправильно, то генератор не возбуждается.

Характеристика холостого хода генератора при параллельном возбуждении практически не отличается от характеристики при независимом возбуждении, так как влияние

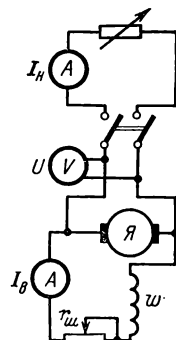


Рис. 15-34. Схема соединений генератора параллельного возбуждения.

на эту характеристику падения напряжения  $I_a r_a$  и реакции якоря от тока возбуждения ничтожно. Это совпадение вида характеристик имеет место и для регулировочной характеристики.

Но внешняя характеристика при параллельном возбуждении генератора (а) идет значительно ниже, чем при независимом возбуждении (b) (рис. 15-35). Причиной этому является уменьшение силы тока возбуждения при понижении напряжения, так как  $I_b = U/r_b$ . При независимом возбуждении понижение напряжения вызывается двумя причинами: потерей напряжения в якоре и реакцией якоря. При параллельном возбуждении к этим двум причинам добавляется третья — уменьшение силы тока возбуждения. Пока эта сила тока соответствует условиям насыщения магнитной цепи генератора (пологой части магнитной характеристики), уменьшение

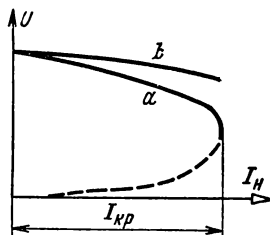


Рис. 15-35. Внешняя характеристика генератора параллельного возбуждения.

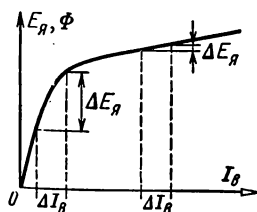


Рис. 15-36. Влияние изменения тока возбуждения на э. д. с. генератора.

э. д. с. якоря меньше уменьшения силы тока возбуждения (рис. 15-36). В таких условиях при уменьшении сопротивления цепи нагрузки сила тока якоря возрастает. Но условия резко изменяются, когда в результате увеличения силы тока якоря и вызванного этим понижения напряжения сила тока возбуждения уменьшается настолько, что магнитная цепь генератора оказывается в ненасыщенном состоянии. В условиях линейной части магнитной характеристики уменьшение силы тока возбуждения вызывает пропорциональное уменьшение потока и э. д. с. якоря, что вызывает дальнейшее уменьшение силы тока возбуждения, а это в свою очередь обуславливает новое понижение э. д. с. и т. д. Имеет место своеобразное саморазмагничивание генератора, заканчивающееся тем, что в машине при коротком замыкании якоря сохраняется только остаточное намагничивание, поддерживающее ограниченный по силе (меньше номинальной) ток короткого замыкания  $I_{л.к.}$ .

Сила тока якоря, при которой машина переходит в условия саморазмагничивания, называется критической  $I_{кр}$ . Она больше номинальной силы тока якоря в 2—2,5 раза. Участок внешней характеристики ниже  $I_{кр}$  (пунктир) соответствует неустойчивому режиму.

Изменение напряжения у генератора при параллельном возбуждении значительно больше, чем при независимом, и составляет 8—15%.

В генераторе последовательного возбуждения якорь  $Я$  соединен последовательно с обмоткой возбуждения, благодаря чему ток нагрузки служит вместе с тем током возбуждения (рис. 15-37). Обмотка возбуждения  $w$  такой машины выполняется из провода, рассчитанного на силу тока якоря; число витков такой обмотки мало.

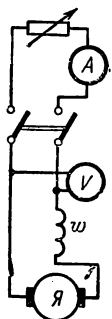


Рис. 15-37. Схема соединений генератора последовательного возбуждения.

При холостом ходе генератора последовательного возбуждения э. д. с. в обмотке его якоря будет индуцироваться только остаточным магнетизмом, следовательно, у этого генератора

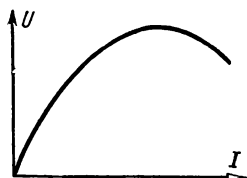


Рис. 15-38. Внешняя характеристика генератора последовательного возбуждения.

нельзя снять характеристику холостого хода. Отсутствует также у него и регулировочная характеристика.

Напряжение этого генератора (рис. 15-38) сначала возрастает с увеличением тока якоря. Затем вид характеристики начинает изменяться из-за магнитного насыщения (э. д. с. якоря перестает увеличиваться, в то время как продолжается возрастание потери напряже-

ния в якоре) и размагничивающего действия реакции якоря. В результате напряжения генератора при дальнейшем возрастании нагрузки уменьшается. Из-за непостоянства напряжения генератора последовательного возбуждения применяются

лишь в немногих специальных случаях.

Генератор смешанного возбуждения имеет две обмотки возбуждения: параллельную  $w_{\text{пар}}$  и последовательную  $w_{\text{пос}}$  (рис. 15-39).

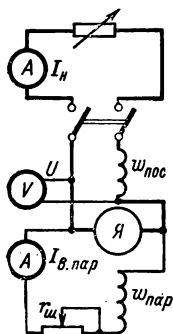


Рис. 15-39. Схема соединений генератора смешанного возбуждения.

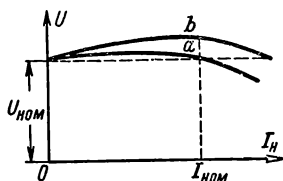


Рис. 15-40. Внешние характеристики генераторов смешанного возбуждения.

У такого генератора напряжение остается практически постоянным при изменениях нагрузки в определенных пределах. Это достигается путем использования последовательного возбуждения для компенсации потери напряжения в якоре и в обмотке возбуждения, а также для компенсации размагничивающего действия якоря. Благодаря наличию обмотки по-

следовательного возбуждения главный магнитный поток генератора и вместе с ним э. д. с.  $E_{\text{я}}$  возрастают с увеличением нагрузки. Соответствующим подбором числа витков обмотки последовательного возбуждения можно достичь равенства напряжений генератора при холостом ходе и при номинальной нагрузке (кривая  $a$  на рис. 15-40).



В тех специальных случаях, когда повышение напряжения генератора должно компенсировать возрастание потери напряжения в линии, генератор может быть снабжен усиленной последовательной обмоткой возбуждения (кривая *b*).

Генератор смешанного возбуждения удобен в установках относительно небольшой мощности, чтобы предупредить возникновение значительных изменений напряжения при отключениях отдельных потребителей. Но использование таких генераторов для параллельной работы обычно неудобно: случайное понижение частоты вращения первичного двигателя генератора может сделать э. д. с. генератора меньше напряжения сети, из-за этого ток в якоре генератора и в его последовательной обмотке возбуждения изменит свое направление, что может вызвать перемагничивание генератора и тяжелую аварию установки.

### 15-11. ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ РАБОТА ГЕНЕРАТОРОВ ПАРАЛЛЕЛЬНОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ

В ряде случаев для более целесообразного использования мощности установки в разное время дня, для обеспечения бесперебойности работы и т. п. целесообразно питать нагрузку от двух или более работающих параллельно генераторов. Рассмотрим условия такой параллельной работы для простейшего случая — генераторов параллельного возбуждения.

Если нужно включить второй генератор (рис. 15-41) в сеть, на шинах которой генератор  $G_1$  поддерживает напряжение  $U$ , то нужно посредством регулирования тока возбуждения  $I_{в2}$  генератора  $G_2$  сделать его э. д. с.  $E_2$  равной напряжению сети. Затем необходимо проверить соответствие полярностей генератора и сети, для чего служит вольтметр  $V_K$ . Если он показывает нуль, то можно замкнуть однополюсный выключатель  $S$ . Таким образом осуществляется включение генератора на сеть. Так как э. д. с. генератора уравнивается напряжением сети, то его ток после включения

$$I_2 = (E_2 - U) / r_{я2} = 0,$$

т. е. он не нагружен током.

Чтобы нагрузить генератор, нужно косвенно или непосредственно воздействовать на регуляторы частоты вращения первичного двига-

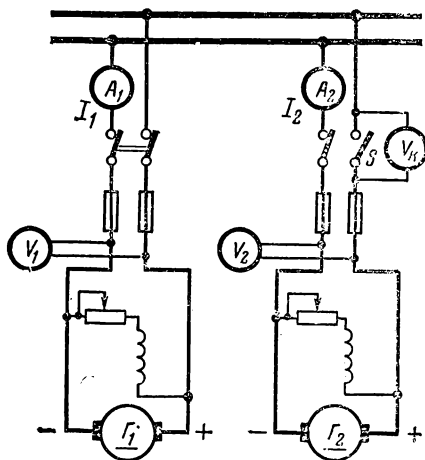


Рис. 15-41. Схема соединений двух генераторов параллельного возбуждения, работающих параллельно на общую сеть.

теля, так как электрическая мощность генераторов получается лишь за счет механической мощности первичных двигателей. Косвенное воздействие произойдет, если увеличить силу тока возбуждения второго генератора; прямое воздействие можно осуществить, увеличив частоту вращения первичного двигателя, соединенного с генератором  $G_2$ . В обоих случаях имеет место увеличение э. д. с.  $E_2$  генератора  $G_2$ . Возрастание этой э. д. с., с одной стороны, нагружает генератор током  $I_2$ , с другой стороны, повышает напряжение сети  $U$ . Электродвижущая сила первого генератора  $G_1$ , несшего ранее всю нагрузку сети, не изменилась, поэтому увеличение напряжения сети частично разгрузит этот генератор, так как его ток

$$I_1 = (E_1 - U) / r_{\text{я1}}.$$

Проходящий по обмотке якоря генератора  $G_2$  ток  $I_2$ , взаимодействуя с магнитным полем, создает соответствующий тормозящий момент, вследствие чего первичный двигатель (турбина, дизель и т. п.) генератора уменьшает частоту вращения. Но тогда начинает работать регулятор частоты вращения этого двигателя; он увеличивает приток пара, воды или нефти и восстанавливает частоту вращения. Таким образом генератор  $G_2$  и его двигатель взяли на себя часть нагрузки сети. В обратном направлении протекает процесс для генератора  $G_1$ , у которого уменьшение тока разгружает первичный двигатель. Этот последний увеличивает частоту вращения, но вмешивается регулятор и, уменьшив приток рабочего вещества, восстанавливает установленную частоту вращения. Таким путем генератор  $G_1$  разгружается и может быть отключен. Наконец, чтобы восстановить исходное напряжение сети, следует соответственно уменьшить силу тока возбуждения  $I_{\text{в2}}$  генератора  $G_2$ .

В случае, когда нужно перевести всю нагрузку полностью на второй генератор  $G_2$ , достаточно постепенно уменьшать возбуждение первого генератора  $G_1$  и увеличивать возбуждение второго генератора  $G_2$ , следя за тем, чтобы напряжение сети  $U$  оставалось постоянным. Когда э. д. с. генератора  $G_1$  станет равна напряжению сети, тогда ток, отдаваемый им, уменьшится до нуля, вся нагрузка будет с него снята и его можно будет отключить. Регуляторы частоты вращения первичных двигателей дополняют эту работу по переводу нагрузки.

Но если оставить генератор  $G_1$  включенным и дальше уменьшить его ток возбуждения, то ток в якоре переменит направление:

$$I_1 = (U - E_1) r_{\text{я1}}$$

и вместо тормозящего момента создаст вращающий момент; машина перейдет в режим двигателя. Однако при этом может тяжело пострадать первичный двигатель, поэтому все параллельно работающие генераторы снабжаются аппаратом — реле обратного тока, автоматически отключающим генератор при изменении направления тока (§ 18-4).

Следовательно, воздействуя на возбуждение параллельно работающих генераторов, можно любым образом перераспределять между ними нагрузку.

Рассмотрим, как распределяется нагрузка между двумя генераторами, имеющими внешние характеристики различной крутизны (рис. 15-42). Если путем регулирования возбуждения они были нагружены одинаково, то, следовательно, их рабочий режим при установленном напряжении  $U$  соответствовал точке пересечения  $a$  их внешних характеристик. Но когда проводимость нагрузки возрастает и увеличивается ток, потребляемый сетью, то должен возрасти и ток, отдаваемый каждым из генераторов, а следовательно, должны увеличиться в каждом из них падение напряжения и реакция якоря. Вследствие этого напряжение сети должно понизиться на  $\Delta U$ . Но этому понижению напряжению

$$U' = U - \Delta U$$

согласно внешним характеристикам генераторов соответствуют различные значения токов  $I'_1$  и  $I'_2$ . Генераторы разделят изменившуюся нагрузку не поровну, большую долю ее  $I'_1$  возьмет на себя генератор с более пологой (более жесткой) внешней характеристикой.

Конечно, эту неравномерность нетрудно исправить (например, повысив возбуждение второго генератора), однако это усложняет работу обслуживающего персонала и при быстрых колебаниях нагрузки довольно трудно. Желательно поэтому для параллельной работы иметь генераторы с одинаковыми внешними характеристиками или же необходимо соответствующее автоматическое регулирование.

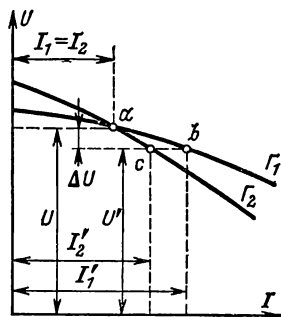


Рис. 15-42. Распределение токов между генераторами при изменении нагрузки.

## 15-12. РЕЖИМ ДВИГАТЕЛЯ

Благодаря обратимости электрических машин генераторный режим машины может быть изменен на двигательный. Особенно просто такое изменение режима осуществляется в случае генератора параллельного возбуждения, работающего на сеть постоянного тока. Достаточно для этого уменьшить силу тока возбуждения настолько, чтобы э. д. с. якоря стала меньше напряжения сети. Преобладание напряжения сети вызовет изменение направления тока в обмотке якоря  $I_{\text{я}}$ , который в таких условиях будет создаваться разностью напряжения сети и э. д. с. якоря, т. е.

$$I_{\text{я}} = (U - E_{\text{я}}) / r_{\text{я}}. \quad (15-6)$$

Этот ток, взаимодействуя с магнитным полем машины, будет создавать не тормозящий, а вращающий электромагнитный момент. Под действием последнего якорь будет вращаться без помощи первичного двигателя, и этот двигатель следует расцепить с машиной. Таким путем машина из режима генератора может быть переведена в режим двигателя и работать, потребляя из сети мощность  $P = U(I_{\text{я}} + I_{\text{в}})$ .

Конечно, в обратном порядке машина параллельного возбуждения может быть переведена в режим генератора при наличии соответствующего первичного двигателя. Однако оговоримся, что вышеописанный переход от режима генератора к режиму двигателя без изменения соединений возможен лишь у машины параллельного возбуждения. При переводе двигателя последовательного возбуждения в режим генератора при неизменном направлении вращения необходимо переключить направление тока в якоре или в обмотке возбуждения.

Энергетическая диаграмма двигателя дана на рис. 15-43. Мощность, подводимая из сети, делится между цепью якоря (большая часть) и цепью возбуждения (несколько процентов). Небольшая часть мощности, потребляемой цепью якоря, затрачивается на нагревание обмотки; остальная часть преобразуется в механическую мощность  $P_{\text{мех}}$ ; однако чтобы определить полезную мощность, отдаваемую

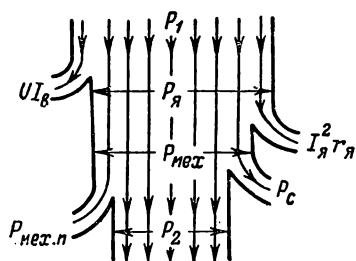


Рис. 15-43. Энергетическая диаграмма двигателя постоянного тока.

на валу машины, нужно отнять от механической мощности мощность потерь в стали  $P_c$  и мощность механических потерь на трение: в подшипниках, щеток на коллекторе и о воздух.

Обратим внимание на роль э. д. с. якоря  $E_{\text{я}}$  в двигателе. Так как она в этом случае направлена против тока, то ее принято называть п р о т и в о э л е к т р о д в и ж у щ е й с и л о й. На основании (15-6) напряжение на зажимах якоря

$$U = I_{\text{я}} r_{\text{я}} + E_{\text{я}}.$$

Это уравнение напряжения можно преобразовать в уравнение мощности путем умножения на  $I_{\text{я}}$ :

$$UI_{\text{я}} = I_{\text{я}}^2 r_{\text{я}} + E_{\text{я}} I_{\text{я}} = I_{\text{я}}^2 r_{\text{я}} + P_{\text{мех}},$$

так как  $UI_{\text{я}} - I_{\text{я}}^2 r_{\text{я}} = P_{\text{мех}} = E_{\text{я}} I_{\text{я}}$  — механической мощности, развиваемой машиной, в данном случае механической мощности, отдаваемой двигателем

Уравнение мощности показывает, что мощность, потребляемая цепью якоря, складывается из мощности тепловых потерь  $I_{\text{я}}^2 r_{\text{я}}$  и механической мощности. Последняя прямо пропорциональна противо-э. д. с.  $E_{\text{я}}$ . Наличие противо-э. д. с. является характерным признаком преобразования электрической энергии в механическую в электромагнитном устройстве. Следовательно, чем больше  $E_{\text{я}}$ , тем выше к. п. д. двигателя. По этой причине у двигателей средней и большой мощности  $I_{\text{я}} r_{\text{я}}$  при работе составляет лишь несколько процентов напряжения (2 — 5%).

Мы рассмотрели перевод машины из режима генератора в режим двигателя. Но в подавляющем большинстве случаев режим двигателя осуществляется пуском машины в ход, для чего она включается

под напряжение питающей сети постоянного тока. В таких условиях, пока якорь не начал вращаться ( $n=0$ ), э. д. с. в нем не индуцируется и, следовательно, напряжение  $U=I_{\text{я}}r_{\text{я}}$ . Сопротивление  $r_{\text{я}}$  относительно постоянно, следовательно, сила тока  $I_{\text{я}}$  при пуске двигателя должна быть больше рабочей силы тока примерно в 25 — 40 раз. Такое увеличение силы тока при пуске двигателя недопустимо ни для коллектора и обмотки якоря, ни для сети, питающей двигатель.

Чтобы предупредить возникновение такого большого пускового тока, последовательно с якорем у всех двигателей постоянного тока, кроме самых мелких (не более 1/4 кВт), включается пусковой реостат  $r_{\text{п}}$  (рис. 15-44). Благодаря чему пусковой ток у двигателя параллельного возбуждения в начальный момент

$$I_{\text{я}} = U / (r_{\text{я}} + r_{\text{п}}),$$

а у двигателя последовательного возбуждения

$$I_{\text{я}} = U / (r_{\text{я}} + r_{\text{в}} + r_{\text{п}}),$$

где  $r_{\text{в}}$  — сопротивление обмотки возбуждения.

Обычно полное сопротивление пускового реостата берется таким, чтобы сила пускового тока двигателя превысила его номинальную силу тока не более чем в 2 раза. Это делается для предупреждения обгорания коллектора.

Пусковой ток создает вращающий момент, под действием которого якорь приходит во вращение и в его обмотке начинает индуцироваться противо-э. д. с.  $E_{\text{я}}$ , ограничивающая силу тока якоря. Теперь у двигателя параллельного возбуждения

$$I_{\text{я}} = (U - E_{\text{я}}) / (r_{\text{я}} + r_{\text{п}})$$

или у двигателя последовательного возбуждения

$$I_{\text{я}} = (U - E_{\text{я}}) / (r_{\text{я}} + r_{\text{в}} + r_{\text{п}}).$$

Это дает возможность постепенно выводить пусковой реостат, чтобы сила тока во время пуска не превысила примерно 1,5 номинальной силы тока двигателя.

По окончании пускового периода э. д. с.  $E_{\text{я}}$  должна быть меньше напряжения настолько, чтобы ток якоря создавал вращающий момент, равный тормозящему моменту на валу двигателя. Этим равновесием моментов определяется и  $n$  — частота вращения якоря, так как противо-э. д. с.  $E_{\text{я}}$  прямо пропорциональна  $n$ .

В общем виде уравнение частоты вращения двигателя легко вывести из уравнения силы тока якоря (15-6); подставив в него выражение э. д. с.  $E_{\text{я}} = C_E \Phi n$  (15-1), получим:

$$n = (U - I_{\text{я}} r_{\text{я}}) / (C_E \Phi)$$

для двигателя параллельного возбуждения, или

$$n = [U - I_{\text{я}} (r_{\text{я}} + r_{\text{в}})] / (C_E \Phi)$$

для двигателя последовательного возбуждения.

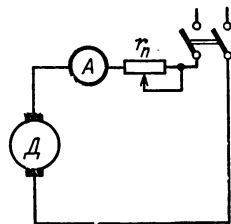


Рис. 15-44. Схема включения пускового реостата.

Так как частота вращения двигателя постоянного тока обратно пропорциональна главному магнитному потоку  $\Phi$  и пропорциональна напряжению  $U$  на зажимах якоря, то, следовательно, регулировать ее можно путем изменения либо магнитного потока, либо напряжения на зажимах якоря.

Для реверсирования двигателя постоянного тока необходимо изменить направление тока в одной из цепей двигателя — в цепи возбуждения или в цепи якоря. При изменении направления тока в обеих цепях двигателя направление вращающего момента не изменяется.

Особенности рабочих характеристик двигателей обуславливаются различиями в способах возбуждения их главного магнитного поля.

### 15-13. ДВИГАТЕЛЬ ПАРАЛЛЕЛЬНОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ

Цепи якоря и возбуждения у двигателя параллельного возбуждения соединены между собой параллельно. Следовательно, сила тока возбуждения такого двигателя не зависит от силы тока якоря и от нагрузки двигателя.

На рис. 15-45 показана основная схема соединения двигателя с пусковым  $r_n$  и регулировочным  $r_{ш}$  реостатами. Пусковой реостат

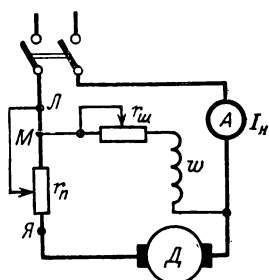


Рис. 15-45. Схема соединений двигателя параллельного возбуждения с пусковым и регулировочным реостатами.

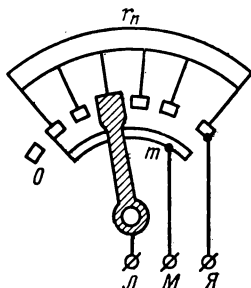


Рис. 15-46. Схема трехзажимного пускового реостата двигателя параллельного возбуждения.

необходим для того, чтобы ограничить силу тока в якоря при пуске, пока э. д. с. якоря равна нулю или мала, так как согласно (15-6)

$$I_a = (U - E_a) / (r_a + r_n).$$

Электродвижущая сила пропорциональна потоку  $\Phi$ ; желательно, чтобы при пуске двигателя э. д. с.  $E_a$  возрастала возможно быстрее; по этой причине при пуске обмотку возбуждения следует включать

сразу на полное напряжение сети при выведенном регулировочном реостате  $r_{ш}$ . Вращающий момент двигателя согласно (15-2) также пропорционален потоку  $\Phi$ , поэтому если пуск двигателя происходит при наибольшем потоке, то наибольшего значения достигает и вращающий момент, что существенно облегчает процесс пуска, так как соответственно может быть уменьшен пусковой ток.

В схеме на рис. 15-46 такое соединение обмотки возбуждения предусмотрено. Пусковой реостат снабжен металлической дугой  $m$ , которой касается скользящий контакт, укрепленный на рукоятке реостата. Пока рукоятка эта стоит на холостом контакте 0 пускового реостата, обе цепи двигателя выключены. Затем, когда во

время пуска рукоятка перемещается по контактам реостата, обмотка возбуждения двигателя все время находится под полным напряжением сети.

Первый контакт пускового реостата соединен с медной дугой  $m$ , благодаря чему при выключении двигателя обмотка возбуждения оказывается замкнутой на якорь и пусковой реостат. Тем самым предупреждается возникновение большой э. д. с. самоиндукции при размыкании цепи возбуждения, так как обмотка возбуждения обладает большой индуктивностью. Благодаря наличию замкнутого контура при выключении двигателя энергия магнитного поля преобразуется в этом контуре в тепло. Секции пускового реостата рассчитываются так, чтобы при нормальном пуске ток якоря не превышал примерно двойного значения номинального тока якоря. Сила тока в якоре при работе двигателя  $I_{\text{я}} = (U - E_{\text{я}})/r_{\text{я}}$ .

Так как  $E_{\text{я}} = C_E \Phi n$ , то

$$n = (U - I_{\text{я}} r_{\text{я}}) / (C_E \Phi) \quad (15-7)$$

— это уравнение частоты вращения двигателя.

Общее уравнение электромагнитного момента (15-2) машины постоянного тока определяет вращающий момент двигателя параллельного возбуждения:

$$M_{\text{вр}} = C_M \Phi I_{\text{я}}. \quad (15-8)$$

Этот момент уравновешивает тормозящий момент, приложенный к валу двигателя (статический момент).

При увеличении нагрузки на валу двигателя сначала равновесие моментов нарушается и двигатель несколько уменьшает частоту вращения. Но это вызывает уменьшение  $E_{\text{я}}$ , а следовательно, и увеличение  $I_{\text{я}}$ . Пропорционально  $I_{\text{я}}$  возрастает вращающий момент, и при немного понизившейся частоте вращения  $n$  равновесие моментов восстанавливается. Зависимость  $n$  от вращающего момента можно на основании (15-7) и (15-1) выразить также следующим образом:

$$n = \frac{U}{C_E \Phi} - M_{\text{вр}} \frac{r_{\text{я}}}{C_E C_M \Phi^2}. \quad (15-9)$$

Реакция якоря может оказывать некоторое влияние на работу двигателя. При увеличении силы тока якоря  $I_{\text{я}}$  ослабляется главный магнитный поток  $\Phi$  (в небольшой степени у двигателей с дополнительными полюсами и в несколько большей у двигателей без дополнительных полюсов). Согласно уравнению (15-9) ослабление потока увеличивает  $n$  двигателя, а следовательно, противодействует снижению частоты вращения, вызываемому увеличением  $I_{\text{я}} r_{\text{я}}$ .

Вместе с тем ослабление потока уменьшает вращающий момент, а следовательно, вызывает увеличение силы тока якоря, необходимое для поддержания равновесия моментов.

Большое число типов двигателей параллельного возбуждения для компенсации влияния реакции якоря на главный магнитный

поток снабжается дополнительной последовательной обмоткой возбуждения из небольшого числа витков, называемой с т а б и л и з и р у ю щ е й о б м о т к о й. Она соединяется согласно с параллельной обмоткой возбуждения и на вид характеристик двигателя практически не влияет, поэтому двигатели с такой дополнительной обмоткой рассматриваются как двигатели параллельного возбуждения, хотя фактически в них осуществлено смешанное возбуждение. Однако наличие этой дополнительной обмотки необходимо учитывать, если использовать двигатель для каких-либо специальных целей.

Следовательно, если считать поток  $\Phi$  постоянным, то согласно (15-9) естественная механическая характеристика двигателя  $n = F(M)$  изображается п р я м о й л и н и е й, слегка наклоненной в сторону оси абсцисс (рис. 15-47). При изменении

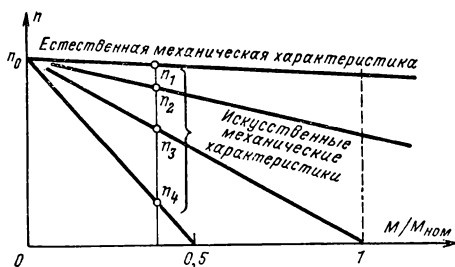


Рис. 15-47. Механические характеристики двигателя параллельного возбуждения.

нагрузки на валу двигателя от холостого хода до номинальной частота вращения большинства двигателей параллельного возбуждения уменьшается лишь на 3—8% (тем меньше, чем больше номинальная мощность двигателя). Таким образом, механическую характеристику двигателей параллельного возбуждения следует считать жесткой.

Она сходна с механической характеристикой асинхронного двигателя (§ 14-13), но не имеет обратного хода и неустойчивой части.

Угол наклона механической характеристики можно изменить, включив последовательно с якорем реостат  $r$ . В этом случае уравнение скорости двигателя будет:

$$n = \frac{U - I_{\text{я}}(r_{\text{я}} + r)}{C_L \Phi}. \quad (15-10)$$

Изменяя  $r$ , можно получить семейство искусственных механических характеристик (реостатных характеристик), более мягких, чем естественная механическая характеристика двигателя. Все эти характеристики будут пересекать ось ординат в одной и той же точке, определяемой условием  $I_{\text{я}} = 0$  или  $E_{\text{я}} = C_n \Phi = U$ ; здесь  $n_0$  — частота вращения идеального холостого хода двигателя, до которой якорь может быть доведен только воздействием на вал машины внешнего вращающего момента, создаваемого вспомогательным двигателем.

Если при неизменном моменте на валу постепенно увеличивать  $r$ , то точка  $n$ , показывающая на диаграмме рис. 15-47 частоту вращения двигателя, будет перемещаться с одной характеристики на другую (точки  $n_1, n_2, n_3$  и  $n_4$ ). Следовательно, посредством реостата  $r$  можно регулировать частоту вращения двигателя. Однако такое регули-



рование неэкономично, так как через регулировочный реостат проходит весь ток якоря  $I_{\text{я}}$ , а это обуславливает значительные потери  $I_{\text{я}}^2 r$ . По этой причине регулирование включением реостата в цепь якоря применяется лишь для двигателей небольших мощностей. По существу, реостатом регулируется напряжение на зажимах якоря. Положительной стороной такого регулирования частоты вращения изменением напряжения является постоянство силы тока якоря и вращающего момента, развиваемого двигателем. Для большого числа приводов характерно постоянство нагрузочного момента при изменении частоты вращения. Следовательно, при работе двигателя на такой привод регулирование частоты вращения изменением напряжения не будет вызывать изменения силы тока якоря и последний не будет перегружаться по току. По этой причине регулирование изменением напряжения называют регулированием с постоянным предельно допустимым моментом.

Экономичное регулирование частоты вращения изменением напряжения на якоре двигателя можно осуществить, если соединить двигатель непосредственно с источником электроэнергии, напряжение которого можно регулировать. Практически это осуществляют в системе генератор—двигатель, которую мы рассмотрим ниже.

Уравнение (15-10) показывает, что скорость  $n$  обратно пропорциональна главному магнитному потоку  $\Phi$ , а этот поток, пока магнитная цепь машины не насыщена, можно считать пропорциональным току возбуждения  $I_{\text{в}}$ . Следовательно, частоту вращения двигателя можно регулировать изменением силы тока возбуждения, для чего в цепь возбуждения вводится реостат  $r_{\text{ш}}$ . Зависимость  $n = F(I_{\text{в}})$  носит гиперболический характер; на рис. 15-48 показана эта характеристика двигателя при холостом ходе.

Процесс регулирования при постоянном тормозящем моменте на валу двигателя протекает следующим образом.

Увеличение сопротивления реостата  $r_{\text{ш}}$  уменьшает силу тока возбуждения  $I_{\text{в}}$ , вследствие чего уменьшается магнитный поток  $\Phi$ , возбуждаемый этим током. Пропорционально потоку уменьшаются э. д. с.  $E_{\text{я}}$ , им индуктируемая, и вращающий момент. Понижение э. д. с. вызывает увеличение силы тока:

$$I_{\text{я}} = (U - E_{\text{я}}) / r_{\text{я}}.$$

Увеличение силы тока  $I_{\text{я}}$  увеличивает вращающий момент и частоту вращения двигателя, благодаря чему равновесие моментов и равновесие электрическое

$$U = E_{\text{я}} + I_{\text{я}} r_{\text{я}}$$

восстанавливаются при возросших частоте вращения  $n$  и силе тока якоря  $I_{\text{я}}$ . Таким образом, при  $M = \text{const}$  увеличение  $n$  двигателя

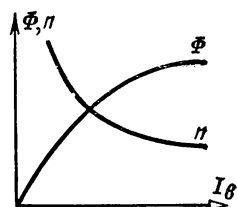


Рис. 15-48. Скоростная характеристика двигателя параллельного возбуждения.

посредством ослабления магнитного потока вызывает увеличение  $I_{я}$ , а следовательно, некоторую перегрузку током обмоток якоря и коллектора.

Иные условия имеют место, если нагрузка на валу двигателя требует постоянства мощности  $P_n$ . Так как  $P_n = M \omega_{вр} = C_M \Phi I_{я} n \pi D / 60 = k \Phi I_{я} n$ , то ослабление потока будет вызывать увеличение частоты вращения и уменьшение вращающего момента при неизменной силе тока  $I_{я}$ . Следовательно, регулирование частоты вращения двигателя путем изменения силы тока возбуждения выгодно при постоянстве мощности на валу. По этой причине такое регулирование часто называют регулированием с постоянной предельно допустимой мощностью.

Механические характеристики двигателя при различном возбуждении наклонены неодинаково к оси абсцисс (рис. 15-49). Чем меньше магнитный поток, тем больше при том же вращающем моменте  $M = C_M \Phi I_{я}$  должна быть сила тока  $I_{я}$ , а следовательно, тем большее изменение  $n = (U - I_{я} r_{я}) / C_E \Phi$  вызывает изменение нагрузки, т. е. с ослаблением магнитного потока механическая характеристика двигателя становится мягче.

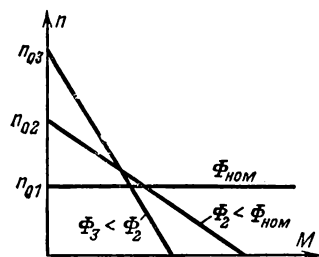


Рис. 15-49. Механические характеристики двигателя параллельного возбуждения при различной силе тока возбуждения.

Так как сила тока возбуждения  $I_{в}$  относительно мала, 2—3%  $I_{я}$ , то и дополнительные потери  $I_{в}^2 r_{ш}$  при регулировании частоты вращения ослаблением потока  $\Phi$  относительно малы, благодаря чему такое регулирование весьма экономично. Однако значительное увеличение частоты вращения может обуславливать перегрузку коллектора и якоря по току, сильное ухудшение условий коммутации, возникновение опасных механических центробежных сил в якоре и т. п.

По этим причинам серийные двигатели параллельного возбуждения рассчитываются на регулирование частоты вращения в пределах 2 : 1. Возможность регулирования частоты вращения нагруженного двигателя в более широких пределах требует соответствующих конструктивных изменений машины. Такие изменения делаются заводами-изготовителями по специальным заказам, и в СССР выпускаются двигатели, рассчитанные на регулирование частоты вращения посредством изменения тока возбуждения в пределах 2,5 : 1; 3 : 1; 4 : 1.

Очень широкие пределы регулирования частоты вращения и безреостатный пуск двигателя параллельного возбуждения обеспечивают применение системы Г—Д (генератор—двигатель). Особенно целесообразно ее применение для больших мощностей, например для привода прокатного стана.

Весь агрегат системы Г—Д состоит из четырех машин (рис. 15-50), асинхронный (или синхронный) двигатель АД вращает с постоянной частотой мощный генератор постоянного тока Г и небольшой генератор В параллельного возбуждения, служащий возбудителем для

установки. Цепь якоря генератора замкнута непосредственно на цепь якоря двигателя  $\mathcal{D}$ . Цепи возбуждения генератора и двигателя питаются от возбудителя  $B$ . Все операции управления частотой вращения двигателя осуществляются воздействием только на цепи возбуждения машин. Напряжение генератора регулируется с помощью реостата  $r_{ш.г.}$ , включенного в цепь возбуждения. Для того чтобы иметь возможность изменять направление тока возбуждения генератора, этот реостат часто снабжают двумя подвижными контактами и включают по схеме потенциометра. Изменение направления тока возбуждения генератора изменяет полярность зажимов генератора и, следовательно, вызывает реверсирование двигателя.

Для пуска двигателя напряжение генератора понижается до малой величины регулированием возбуждения генератора.

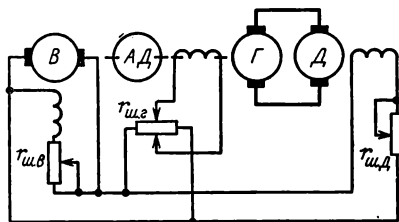


Рис. 15-50. Схема системы генератор — двигатель.

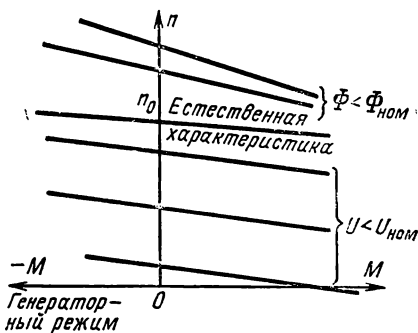


Рис. 15-51. Механические характеристики при регулировании системы Г — Д.

Пределы регулирования изменением напряжения для установки средней мощности — примерно от 5 : 1 до 10 : 1. Механические характеристики в пределах этой области регулирования — параллельные прямые (рис. 15-51), только их угол наклона к оси абсцисс несколько больше, чем угол наклона естественной механической характеристики двигателя. Эта меньшая жесткость характеристики является следствием понижения напряжения генератора с увеличением нагрузки из-за влияния внутреннего сопротивления  $r_{я.г.}$  генератора. Таким образом, уравнение частоты вращения двигателя в системе Г—Д будет:

$$n = \frac{E_{\Gamma} - I_{\Gamma}(r_{я.г.} + r_{я.д.})}{C_E \Phi} = \frac{E_{\Gamma}}{C_E \Phi} - M_{вр} \frac{r_{я.г.} + r_{я.д.}}{C_E C_M \Phi^2}. \quad (15-11)$$

Если возбудитель  $B$  заменить электромашинным усилителем с обратной связью по напряжению (§ 15-16), то жесткость механической характеристики двигателя может быть значительно повышена.

Дальнейшее расширение пределов регулирования частоты вращения системы Г—Д достигается изменением тока возбуждения двигателя. За счет ослабления магнитного потока двигателя можно обеспечить регулирование в пределах примерно до 4 : 1, а следовательно,

для системы Г—Д в целом пределы регулирования будут от 12 : 1 до 16 : 1.

Регулирование в пределах второй зоны, т. е. ослаблением магнитного потока, экономически выгодно при постоянстве мощности, отдаваемой приводу.

Недостатками системы Г—Д являются: большие габариты, так как она состоит из трех больших машин и одной малой; низкий к. п. д. из-за трех преобразований энергии и большая инерционность регулирования. Прогресс в построении управляемых ионных вентилей (тиратронов, игнитронов и экситронов) позволяет использовать их для вентильного привода, т. е. в качестве источника электроэнергии постоянного тока, питающего двигатель параллельного возбуждения или двигатель последовательного возбуждения.

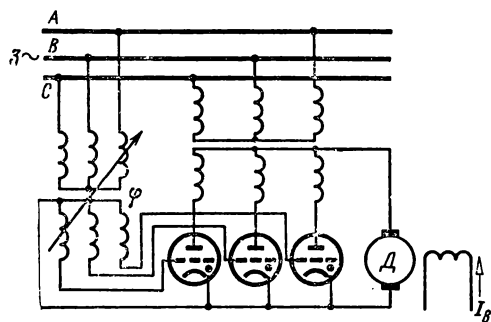


Рис. 15-52. Схема ионного привода для управления скоростью двигателя постоянного тока.

Среднее значение выпрямленного напряжения ионного прибора регулируется посредством изменения фазы или сеточного напряжения. В качестве примера вентильного привода на рис. 15-52 дана схема, в которой источником постоянного тока служат три тиратрон, включенных в сеть через трансформатор. Для регулирования выпрямленного напряжения используется фа-

зорегулятор (§ 14-19). С помощью фазорегулятора можно, изменяя фазы сеточных напряжений тиратронов, изменять среднюю величину выпрямленного напряжения, подаваемого на цепь якоря управляемого двигателя постоянного тока Д. Цепь возбуждения двигателя питается от какого-либо независимого источника постоянного тока, например от полупроводниковых выпрямителей, питаемых сетью переменного тока. Конечно, этот ток возбуждения тоже можно регулировать со стороны постоянного тока с помощью реостата, а со стороны переменного тока (т. е. до выпрямления) с помощью индукционного регулятора. Механическая характеристика двигателя при ионном приводе так же прямолинейна, как при системе Г—Д, так как уравнение частоты вращения в вентильном приводе

$$n = \frac{U_{\text{ср. в}} - \Delta U - I r_a}{C_E \Phi} = \frac{U_{\text{ср. в}} - \Delta U}{C_E \Phi} - M_{\text{вр}} \frac{r_a}{C_E C_M \Phi^2}, \quad (15-12)$$

где  $U_{\text{ср. в}}$  — среднее значение выпрямленного напряжения, регулируемое посредством воздействия на сеточные напряжения тиратронов;  $\Delta U$  — падение напряжения в дуге в тиратроне;  $r_a$  — эквивалентное сопротивление на пути тока якоря, складывающееся из

внутреннего сопротивления трансформатора и сопротивления якоря двигателя.

В новейших установках система Г—Д заменена тиристорной системой с широтно-импульсным регулированием.

Для машины параллельного возбуждения может быть построена универсальная характеристика (рис. 15-53), подобно тому как универсальная характеристика была построена для асинхронной машины (§ 14-17). Если посредством какого-либо независимого двигателя вращать якорь со скоростью, превосходящей скорость идеального холостого хода  $n_0$ , то направление тока в якоре изменится и машина будет работать как генератор на сеть постоянного тока. Если же приложить к валу двигателя достаточно большой тормозящий момент, то двигатель остановится, а если тормозящий момент активный, создаваемый, например, опускающимся грузом, то машина из режима двигателя перейдет в режим электромагнитного тормоза. В этом случае ток в якоре

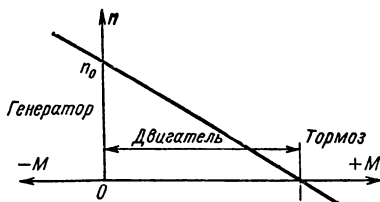


Рис. 15-53. Универсальная характеристика машины параллельного возбуждения.

$$I_{\text{я}} = (U + E_{\text{я}}) / (r_{\text{я}} + r),$$

где  $r$  — сопротивление реостата, который необходимо включить в цепь якоря, чтобы ограничить силу тока.

При номинальном напряжении и отсутствии реостата сила тока в якоре при остановке и режиме тормоза была бы слишком велика и разрушила бы коллектор и обмотку якоря. Торможение, получаемое таким образом, именуется **торможением противовключением**. Наряду с ним для быстрой остановки привода используется режим динамического торможения. Вращающийся якорь отключается от сети и замыкается на некоторое сопротивление. В этих условиях э. д. с. якоря играет роль э. д. с. генератора. Она создает ток в якоре и сопротивлении, а этот ток вызывает возникновение электромагнитного тормозящего момента.

#### 15-14. ДВИГАТЕЛЬ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ

У двигателя последовательного возбуждения ток якоря является вместе с тем током возбуждения, так как обмотка возбуждения этого двигателя соединена последовательно с якорем (рис. 15-54). Благодаря такому соединению главный поток машины изменяется пропорционально току якоря, пока сердечник машины не насыщен. Как и все двигатели постоянного тока, этот двигатель для ограничения пускового тока снабжается пусковым реостатом  $r_{\text{п}}$ .

Основные уравнения двигателей постоянного тока можно преобразовать для двигателя последовательного возбуждения следующим образом. Магнитный поток его прямо пропорционален н. с. его

обмотки возбуждения  $I_{\text{я}} w_{\text{в}}$  и обратно пропорционален магнитному сопротивлению машины  $R_{\text{м}}$ , т. е.  $\Phi = I_{\text{я}} w_{\text{в}} / R_{\text{м}}$ .

Подставив это значение потока в общие уравнения момента и частоты вращения двигателей постоянного тока, мы получим уравнение частоты вращения двигателя

$$n = \frac{U - I_{\text{я}} (r_{\text{я}} + r_{\text{в}})}{C_E I_{\text{я}} w_{\text{в}} / R_{\text{м}}} \quad (15-13)$$

и уравнение его вращающего момента

$$M_{\text{вр}} = C_M I_{\text{я}}^2 w_{\text{в}} / R_{\text{м}}. \quad (15-14)$$

Последнее уравнение показывает, что вращающий момент двигателя при магнитно-ненасыщенном состоянии его сердечника возрастает пропорционально квадрату тока, в соответствии с чем начальная часть кривой зависимости момента от тока имеет вид параболы (рис. 15-55). Но при сильном насыщении поток почти перестает

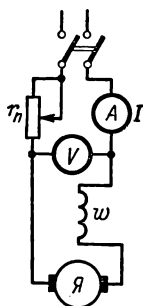


Рис. 15-54. Схема соединений двигателя последовательного возбуждения.

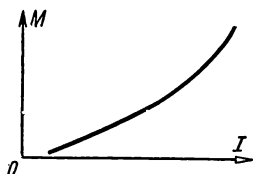


Рис. 15-55. Зависимость от силы тока вращающего момента двигателя последовательного возбуждения.

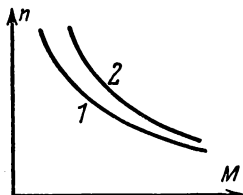


Рис. 15-56. Механическая характеристика двигателя последовательного возбуждения.

увеличиваться с увеличением тока, и момент в дальнейшем возрастает приблизительно пропорционально силе тока. Частота вращения двигателя убывает почти обратно пропорционально его силе тока, пока не сказывается магнитное насыщение. Механическая характеристика (естественная) двигателя показана на рис. 15-56 (кривая 1). При увеличении нагрузки на валу двигателя сила тока возрастает относительно медленно и обратно пропорционально ей уменьшается частота вращения.

Например, если пренебречь магнитным насыщением и реакцией якоря, то можно считать, что при увеличении вдвое момента на валу двигателя сила тока, потребляемого им, возрастает лишь до 140% первоначальной, а частота вращения падает до 70%. У двигателя параллельного возбуждения повышение вдвое момента на валу лишь незначительно уменьшит частоту вращения, зато двигатель будет потреблять ток, равный 200% первоначального.

Двигатель последовательного возбуждения может, следовательно, выдерживать сильные перегрузки, умеренно увеличивая при этом потребление тока. Это его ценное свойство. При уменьшении нагрузки на валу двигателя он медленно уменьшает потребление тока,

зато быстро повышает частоту вращения, и при нагрузках, примерно меньших 25 % номинальной, эта частота вращения приобретает значения, опасные для механической целостности двигателя, — двигатель «разносит». Двигатели последовательного возбуждения поэтому не следует пускать вхолостую или с малой нагрузкой. Согласно ГОСТ двигатель этот должен выдерживать без всяких вредных последствий повышение частоты вращения на 20 % сверх наибольшей, указанной на шитке двигателя, но не менее чем на 50 % сверх своей номинальной. Механическая характеристика такого двигателя является мягкой, так как изменение момента сильно сказывается на частоте вращения двигателя.

Для регулирования частоты вращения можно шунтировать обмотку возбуждения регулируемым сопротивлением  $r_p$  (рис. 15-57). При шунтировании обмотки возбуждения уменьшается магнитный поток  $\Phi$ , а следовательно, согласно (15-12) возрастает  $n$  двигателя обратно пропорционально потоку. Одновременно увеличивается сила тока, потребляемого двигателем, так как вращающий момент мы считаем неизменным:

$$M_{вр} \sim \Phi I_A.$$

Следовательно, если первоначально поток и сила тока двигателя были  $\Phi_1$ ,  $I_{я1}$ , а после регулирования они будут  $\Phi_2$  и  $I_{я2}$ , то

$$\Phi_1 I_{я1} = \Phi_2 I_{я2}.$$

На рис. 15-56 кривая 2 показывает искусственную механическую характеристику, т. е. характеристику, когда обмотка возбуждения двигателя шунтирована постоянным сопротивлением  $r_p$ .

Возможно регулирование двигателя путем изменения напряжения на зажимах якоря. Но такое регулирование весьма неэкономично, так как требует последовательного соединения с якорем реостата, через который будет проходить весь ток якоря. Этот способ регулирования применяется лишь тогда, когда нужно кратковременное, но значительное снижение частоты вращения.

Высокая перегрузочная способность и мягкая характеристика двигателя последовательного возбуждения особенно ценны для электрической тяги. В СССР электрификация транспорта (трамвай, метрополитен, электрические железные дороги) осуществлена в основном с применением в качестве тяговых двигателей — двигателей постоянного тока последовательного возбуждения. Для питания их постоянным током устраиваются преобразовательные подстанции, преобразующие переменный ток в постоянный. На электрифицированных железных дорогах преобразование переменного тока в постоянный осуществляется на самом электровазоне посредством ignitronов или тиристоров. Эти двигатели весьма удобны также в качестве крановых двигателей там, где имеется постоянный ток для их питания.

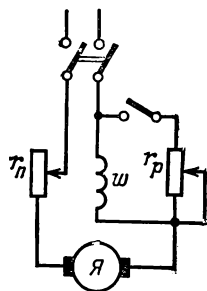


Рис. 15-57. Схема шунтирования возбуждения двигателя для регулирования частоты вращения.

## 15-15. СМЕШАННОЕ ВОЗБУЖДЕНИЕ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ

Двигатель параллельного возбуждения имеет жесткую механическую характеристику, а двигатель последовательного возбуждения — мягкую характеристику. В ряде случаев желательна некоторая промежуточная форма характеристики. Простейший способ получения такой характеристики — применение смешанного возбуждения двигателя. Двигатель снабжается какой-то основной обмоткой, последовательной или параллельной, дающей в условиях номинального режима не менее 70% п. с., и второй дополнительной обмоткой, соответственно параллельной или последовательной (рис. 15-58). В большинстве случаев у двигателей смешанного возбуждения

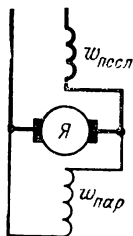


Рис. 15-58. Схема соединений двигателя смешанного возбуждения.



Рис. 15-59. Механическая характеристика двигателя смешанного возбуждения.

(называемых иногда компандными двигателями) обе обмотки возбуждения включаются согласнo, т. е. так, чтобы их п. с. складывались.

Если рассматривать потоки этих двух обмоток как существующие независимо, т. е. не учитывать влияние магнитного насыщения, то уравнение частоты вращения

такого двигателя смешанного возбуждения можно дать в следующей общей форме:

$$n = \frac{U - I_{\text{я}}(r_{\text{я}} + r_{\text{в.с}})}{C_E (\Phi_{\text{посл}} + \Phi_{\text{пар}})}, \quad (15-15)$$

где  $r_{\text{в.с}}$  — сопротивление последовательной обмотки возбуждения.

Поток последовательного возбуждения  $\Phi_{\text{посл}}$  можно выразить через ток якоря и магнитное сопротивление машины (§ 15-14), что дает возможность преобразовать уравнение (15-5) следующим образом:

$$n = \frac{U - I_{\text{я}}(r_{\text{я}} + r_{\text{в.с}})}{C_E (I_{\text{я}} w_{\text{посл}} / R_{\text{м}} + \Phi_{\text{пар}})}.$$

В двигателе с последовательно-параллельным возбуждением преобладает последовательное возбуждение, но он не разнosit благодаря наличию параллельной обмотки, постоянный поток которой ограничивает нарастание частоты вращения двигателя при уменьшении нагрузки на валу (рис. 15-59).

В двигателе параллельного возбуждения реакция якоря несколько ослабляет основной магнитный поток, что при неизменном нагрузочном моменте вызывает соответствующее увеличение силы тока якоря. Это нежелательное дополнительное возрастание силы тока предупреждает небольшая последовательная обмотка возбуждения, применяемая в двигателях параллельно-последова-



тельного возбуждения, выпускаемых серийно, т. е. завод снабжает все двигатели параллельного возбуждения нормального исполнения дополнительной обмоткой последовательного возбуждения. Это стабилизирует основной магнитный поток двигателя и немного смягчает его жесткую механическую характеристику.

Для реверсирования двигателя смешанного возбуждения следует переключить зажимы только одного якоря машины, для того чтобы изменить в нем направление тока.

## 15-16. ЭЛЕКТРОМАШИННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Электромашинным усилителем (ЭМУ) называется генератор независимого возбуждения специальной конструкции, отличающийся очень малым потреблением мощности обмоткой возбуждения и малой постоянной времени переходных процессов.

Любой генератор независимого возбуждения может служить в качестве усилителя, так как небольшие изменения мощности  $\Delta P_v$ , подводимой к обмотке возбуждения генератора, вызывают значительные изменения мощности  $\Delta P_n$ , отдаваемой этим генератором в цепь нагрузки. Коэффициентом усиления машины можно считать отношение

$$k_y = \Delta P_n / \Delta P_v$$

или, если это отношение постоянно, что весьма желательно во всяком усилителе,

$$k_y = P_n / P_v,$$

у генераторов независимого возбуждения эта величина достигает примерно 30—40. Она зависит главным образом от устройства магнитной цепи машины. Если пренебречь небольшими потерями на нагревание проводников якоря, то можно считать:  $P_n = E_n^2 / r_n = C_E^2 n^2 \Phi^2 / r_n$ , здесь  $r_n$  — сопротивление цепи нагрузки.

Согласно закону Ома для магнитной цепи (§ 4-6) поток  $\Phi$  пропорционален н. с.  $I_v w_v$  обмотки возбуждения и обратно пропорционален магнитному сопротивлению  $R_m$  машины:

$$\Phi = I_v w_v / R_m,$$

на основании чего

$$P_n = C_E^2 n^2 I_v^2 w_v^2 / r_n R_m^2.$$

Входная мощность — мощность, поглощаемая обмоткой возбуждения,

$$P_v = I_v^2 r_v.$$

Сопоставляя эти выражения выходной и входной мощностей, мы видим, что коэффициент усиления генератора

$$k_y \sim n^2 / R_m^2.$$

Чем меньше сопротивление магнитной цепи генератора и чем он быстрее, тем выше его коэффициент усиления. Для постоян-

ства  $k_y$  нужно, чтобы магнитная цепь машины при работе не насыщалась, так как в этих условиях ее магнитное сопротивление относительно постоянно.

Такая простая форма усиления практически используется для управления режимом генератора в схеме Г—Д изменением тока возбуждения. Но при управлении генераторами мощностью порядка сотен или тысяч киловатт усиление 30—40 недостаточно, так как их ток возбуждения велик, из-за чего непосредственное регулирование этого тока неудобно. Приходится питать цепь возбуждения от небольшого вспомогательного генератора-возбудителя (рис. 15-60) и регулировать малый ток возбуждения возбудителя. В таком электромашинном агрегате будут две ступени усиления — в возбудителе и в главном генераторе. Общий коэффициент усиления агрегата, равный произведению коэффициентов усиления этих двух ступеней, будет высок, примерно 900—1 200. Но агрегат как усилительное устройство будет обладать крупным недостатком — большой инерционностью. Электромагнитная постоянная времени цепи пропорциональна квадрату числа витков. Обмотка возбуждения нормальной машины параллельного возбуждения имеет значительное число витков и из-за этого обладает большой индуктивностью, а

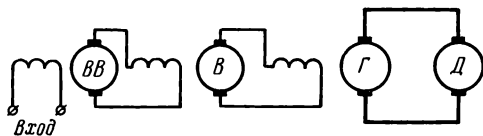


Рис. 15-60. Электромашинный агрегат с двумя ступенями усиления.

в цепи усиления рассмотренного нами агрегата содержится две обмотки возбуждения.

Электромашинный усилитель является генератором специальной конструкции, в котором в одной машине совмещены обе ступени усиления. Существует несколько конструкций ЭМУ; мы рассмотрим наиболее распространенную, в которой основной магнитный поток возбуждается обмоткой якоря, имеющей малое число витков, а магнитное сопротивление на пути этого потока мало.

Электромашинный усилитель обладает малой постоянной времени — порядка 0,05—0,25 с, а его коэффициент усиления составляет примерно 5 000—10 000 и может достигать 100 000.

Рассмотрим основные принципы построения ЭМУ с поперечным магнитным полем.

На рис. 15-61 показана принципиальная основная схема соединений ЭМУ. Для увеличения коэффициента усиления его магнитная система в отличие от нормальных генераторов постоянного тока выполняется неявнополюсной с пазами различных размеров (рис. 15-62) для нескольких обмоток возбуждения и компенсационной обмотки. Электромашинный усилитель работает в режиме генератора при постоянной частоте вращения, а первичным двигателем для него обычно служит электродвигатель. Обмотка возбуждения  $w_{y1}$ , называемая в ЭМУ управляющей обмоткой ОУ, подключается к некоторому маломощному источнику постоян-

ного тока. Напряжение последнего создает малый ток возбуждения  $I_{\text{в}}$ . Этот ток возбуждает в машине небольшой магнитный поток  $\Phi_{\text{пр}}$  — продольный поток ЭМУ. При вращении якоря поток  $\Phi_{\text{пр}}$  индуктирует в обмотке якоря небольшую э. д. с.  $E_{\text{я1}}$ . Щетки, установленные на коллекторе по поперечной оси машины, замкнуты накоротко, а сопротивление обмотки якоря относительно мало, поэтому небольшая э. д. с.  $E_{\text{я1}}$  создает значительный ток  $I_{\text{я1}}$  в обмотке якоря.

По вертикальной оси машины на коллекторе установлена вторая пара щеток, но э. д. с.  $E_{\text{я1}}$  не создает между ними напряжения, так как в двух параллельных ветвях обмотки между этими щетками результирующая э. д. с.  $E_{\text{я}} = 0$ .

Ток  $I_{\text{я1}}$ , проходя по обмотке якоря, возбуждает большой поперечный поток  $\Phi_{\text{поп}}$ . Намагничивающая сила тока  $I_{\text{я1}}$  велика, а бла-

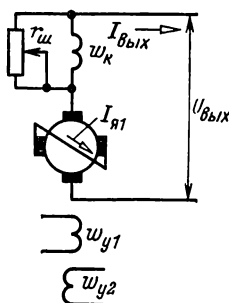


Рис. 15-61. Основная схема соединений электромашинного усилителя (ЭМУ).

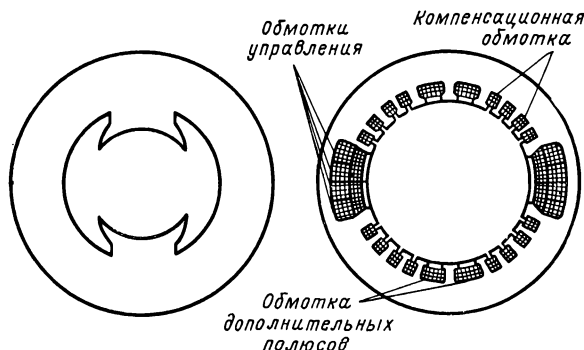


Рис. 15-62. Магнитная система явнополюсной машины и ЭМУ.

годаря неявнополюсной конструкции станины ЭМУ магнитное сопротивление на пути потока  $\Phi_{\text{поп}}$  сильно уменьшено по сравнению с магнитным сопротивлением в явнополюсной машине постоянного тока (рис. 15-62, слева). Уменьшение магнитного сопротивления необходимо для увеличения коэффициента усиления.

Поток  $\Phi_{\text{поп}}$  индуктирует в обмотке якоря вторую, относительно большую э. д. с.  $E_{\text{н}}$ . Она поддерживает напряжение  $U_{\text{вых}}$  между щетками, поставленными по вертикальной оси. Между этими щетками включается нагрузка, питаемая током ЭМУ  $I_{\text{вых}}$ . Напряжение  $U_{\text{вых}}$  создает проходящий через нагрузку выходной ток ЭМУ  $I_{\text{вых}}$ . Таким образом, выходная мощность ЭМУ  $P_{\text{вых}} = U_{\text{вых}} I_{\text{вых}}$ . Она во много раз больше входной мощности, потребляемой управляющей обмоткой возбуждения ОУ. Два тока  $I_{\text{я1}}$  и  $I_{\text{вых}}$  в обмотке якоря образуют некоторый результирующий ток, но нагляднее, пользуясь принципом наложения, рассматривать эти токи как существующие раздельно.

Поле тока якоря  $I_{\text{я1}}$  использовано для возбуждения основного поперечного потока машины, но при этом необходимо, чтобы н. с.

выходного тока  $I_{\text{вых}}$   $w_{\text{я}}$  не изменяла продольный поток  $\Phi_{\text{пр}}$ , т. е. чтобы была скомпенсирована реакция якоря от выходного тока. С этой целью на станине машины размещена компенсационная обмотка  $w_{\text{к}}$ , включенная последовательно в цепь тока (§ 15-6). Ее п. с. должна компенсировать н. с.  $I_{\text{вых}} w_{\text{я}}$ . Чтобы обеспечить постоянство  $k_{\text{у}}$ , а следовательно, и пропорциональность регулирования, в ЭМУ применяются значительно меньшие индукции и лучшая сталь, чем в обычных машинах постоянного тока, благодаря чему в рабочих условиях ЭМУ его магнитная цепь всегда ненасыщена.

Входная мощность ЭМУ  $P_{\text{вх}}$  равна мощности, подаваемой на обмотку управления, а выходная (управляемая) мощность, получаемая за счет механической мощности первичного двигателя,  $P_{\text{вых}} = U_{\text{вых}} I_{\text{вых}}$ . Отношение выходной мощности к входной является коэффициентом усиления ЭМУ:

$$k_{\text{у}} = P_{\text{вых}} / P_{\text{вх}}. \quad (15-16)$$

Электромашинный усилитель можно рассматривать как объединение двух генераторов независимого возбуждения. У первого из них обмоткой возбуждения является управляющая обмотка  $OU$ , и его обмотка якоря замкнута накоротко поперечными щетками. Эта обмотка является обмоткой возбуждения второго генератора, работающего на внешнюю нагрузку. Таким образом, в ЭМУ имеются две ступени усиления и он заменяет генератор и возбудитель. Соответственно коэффициент усиления ЭМУ  $k_{\text{у}}$  может быть выражен через коэффициенты двух ступеней (каскадов) машины. Следовательно, если принять коэффициенты усиления ступеней равными коэффициенту усиления обычного генератора, то  $k_{\text{у}} = 30^2 = 900$ . В действительности благодаря особенностям конструкции ЭМУ, малому магнитному сопротивлению и т. д. коэффициент усиления  $k_{\text{у}}$  значительно выше (до 100 000), что дает возможность посредством малой входной мощности управлять мощностями примерно 1 000—2 000 кВт.

Зависимость коэффициента усиления ЭМУ от параметров машины ориентировочно может быть определена на основании следующего: общая входная мощность обмоток управления может быть выражена через их суммарный ток  $I_{\text{вх}}$  и эквивалентное сопротивление  $r_{\text{вх}}$ :

$$P_{\text{вх}} = I_{\text{вх}}^2 r_{\text{вх}}.$$

Мощность поперечной цепи складывается из мощности выходной цепи и мощности потерь от выходного тока в якорь и компенсационной обмотке:

$$P_{\text{поп}} = P_{\text{вых}} + P_{\text{я}} + P_{\text{к}} = I_{\text{вых}}^2 (r_{\text{я}} + r_{\text{к}}) = I_{\text{вых}}^2 r = E_{\text{н}}^2 / r,$$

где  $r$  — суммарное сопротивление всей поперечной цепи.

Электродвижущая сила

$$E_{\text{н}} = C_{E2} \Phi_{\text{поп}} n, \quad (15-17)$$

а поток  $\Phi_{\text{поп}}$  на основании закона Ома для магнитной цепи будет:

$$\Phi_{\text{поп}} = I_{\text{я1}} w_{\text{я}} / R_{\text{м. поп}}, \quad (15-18)$$

где  $R_{\text{м. поп}}$  — магнитное сопротивление пути поперечного магнитного потока. Подставив выражение потока (15-18) в выражение э. д. с. (15-17), найдем:

$$E_{\text{н}} = C_{E2} n \frac{w_{\text{я}}}{R_{\text{м. поп}}} I_{\text{я1}}.$$

В короткозамкнутой цепи, образуемой обмоткой якоря, замкнутой горизонтальными щетками, э. д. с.  $E_{я1}$  создает ток относительно большой силы, так как его ограничивает лишь малое сопротивление  $r_1$  — обмотки якоря и щеток:

$$I_{я1} = E_{я1}/r_1.$$

Электродвижущая сила якоря согласно (15-4)

$$E_{я1} = C_{E1} \Phi_{пр} n;$$

таким образом,

$$I_{я1} = C_{E1} \Phi_{пр} n / r_1.$$

Входящий в последнее выражение продольный поток можно выразить через входной ток, так как этот поток возбуждает н. с. обмотки управления ОУ:

$$\Phi_{пр} = I_{вх} w_{вх} / R_{м. пр},$$

где  $R_{м. пр}$  — магнитное сопротивление на пути этого потока.

Теперь мы имеем возможность выразить через входной ток силу тока:

$$I_{я1} = C_{E1} I_{вх} w_{вх} n / R_{м. пр} r_1.$$

Подставив это выражение в уравнение э. д. с. выходной цепи, получим:

$$E_n = C_{E1} C_{E2} n \frac{w_{я} w_{вх}}{R_{м. поп} R_{м. пр} r_1} I_{вх} = C_E \frac{n^2 I_{вх}}{R_{м. поп} R_{м. пр} r_1},$$

где

$$C_E = C_{E1} C_{E2} w_{я} w_{вх}.$$

При общей оценке условий усиления можно пренебречь потерями на нагревание проводников обмотки якоря выходным током и считать

$$P_{вых} = E_n I_{вых},$$

на основании чего можно выразить коэффициент усиления ЭМУ через параметры машины и ее частоту вращения следующим образом:

$$k_y = P_{вых} / P_{вх} = E_n I_{вых} / I_{вх}^2 r_{вх},$$

или

$$k_y = C_E n^4 / [r_{вх} (R_{м. поп} R_{м. пр} r_1)^2]. \quad (15-19)$$

Увеличение коэффициента усиления в ЭМУ в основном получено благодаря уменьшению магнитных сопротивлений, что достигается неявнополюсным устройством машины и применением электротехнической стали с высокой магнитной проницаемостью. Уменьшение  $r_{вх}$  и  $r_1$  затруднительно, так как требует увеличения сечения проводников, а следовательно, и габаритов машины. Повышение  $n$  нежелательно из-за ухудшения условий коммутации.

Современные ЭМУ имеют  $n_{ном} = 1500 \div 5000$  об/мин.

Внешняя характеристика ЭМУ сходна с характеристикой обычного генератора независимого возбуждения (рис. 15-31), но наклон ее можно регулировать путем воздействия на компенсационную обмотку ЭМУ. Эта обмотка рассчитывается так, что ее н. с. несколько больше размагничивающей силы реакции якоря от выходного тока ЭМУ, т. е. она может перекомпенсировать реакцию якоря, что необходимо для специальных режимов ЭМУ. Для осуществления регулирования н. с. компенсационная обмотка шунтируется реостатом (рис. 15-61). Это дает возможность изменять наклон внешней

характеристики: при недокомпенсации падение напряжения с увеличением нагрузки будет создаваться не только потерей напряжения в якоре, но и в большей мере реакцией якоря (рис. 15-63). При полной компенсации реакции якоря понижение напряжения ЭМУ с увеличением нагрузки будет вызываться лишь потерей напряжения в якоре. Применяя небольшую перекомпенсацию, можно добиться того, что увеличение потока с увеличением нагрузки будет точно компенсировать возрастание потери напряжения в якоре ЭМУ, и при таких условиях напряжение машины будет независимым от нагрузки. Но при перекомпенсации возможно нежелательное с а м о в о з б у ж д е н и е ЭМУ, самопроизвольный рост напряжения и тока нагрузки при неизменном токе управления или при разомкнутой цепи управления. Подобное самовозбуждение продолжается, пока не скажется влияние насыщения магнитной системы ЭМУ. Однако такое самовозбуждение может вызвать

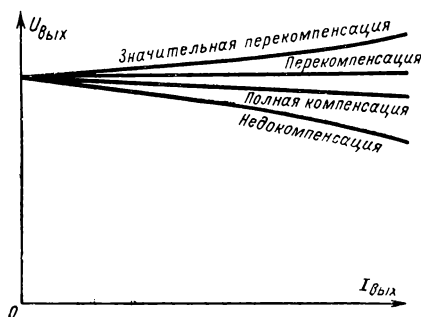


Рис. 15-63. Внешние характеристики ЭМУ при различных условиях компенсации.

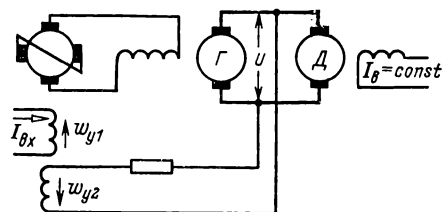


Рис. 15-64. Схема применения ЭМУ в системе генератор — двигатель (Г — Д).

значительную перегрузку ЭМУ и нарушить рабочий процесс всей установки, в которую входит ЭМУ, что совершенно недопустимо. Кроме того, при перевозбуждении возможны незатухающие колебания напряжения ЭМУ. По этой причине нормально шунтирующее сопротивление компенсационной обмотки подбирается (обычно заводом-изготовителем) таким, чтобы ЭМУ работал с небольшой недокомпенсацией.

Коммутация в ЭМУ происходит как под продольными (выходными), так и под поперечными (короткозамкнутыми) щетками. Для улучшения коммутации под выходными щетками ЭМУ снабжается дополнительными полюсами (рис. 15-62). Сила тока в короткозамкнутой цепи примерно втрое меньше, чем в выходной, что несколько облегчает условия коммутации под поперечными щетками и позволяет не применять для них дополнительные полюсы. Но в целом коммутация в ЭМУ не вполне удовлетворительна, что обуславливает необходимость постоянного контроля состояния щеток и коллектора. Электромашинный усилитель имеет не менее двух обмоток управления (возбуждения). Первая обмотка управления  $OY1$  является «задающей». Ее н. с. возбуждает исходный продольный поток  $\Phi_{пр}$ . Вторая обмотка управления  $OY2$  является обмоткой обратной связи. Через нее выходная

управляемая величина воздействует обратно на вход ЭМУ — на продольный поток.

Как используется действие обратной связи, рассмотрим на примере упрощенной схемы (рис. 15-64), показывающей применение ЭМУ для стабилизации напряжения генератора в системе Г—Д (генератор—двигатель, см. § 15-13).

Напряжение главного мощного генератора воздействует через добавочное сопротивление  $r_d$  на  $w_{y2}$  — обмотку обратной связи по напряжению  $OY2$ , причем направление тока в  $OY2$  выбрано так, чтобы н. с. этой обмотки была направлена навстречу н. с. задающей обмотки  $OY1$  ( $w_{y1}$ ). Таким образом, в установке осуществляется отрицательная обратная связь, при которой часть выходной величины вычитается из входной величины усилителя.

Первоначально токи в обмотках  $OY1$  и  $OY2$  устанавливаются такими, чтобы главный генератор давал нужное напряжение.

Если в результате возрастания нагрузки двигателя напряжение генератора понижается, то вследствие этого уменьшается размагничивающее действие обмотки  $OY2$ , благодаря чему продольный поток  $\Phi_{пр}$  возрастает и вызывает повышение выходного напряжения ЭМУ. Пропорционально этому напряжению возрастает сила тока  $I_{вых}$ , служащего током возбуждения главного генератора  $G$ , а в результате повышается почти до первоначальной величины напряжение этого генератора.

В случае повышения напряжения  $U$  генератора  $G$  из-за разгрузки двигателя увеличивается размагничивающее действие обмотки  $OY2$ , уменьшается  $\Phi_{пр}$ , понижается выходное напряжение ЭМУ, вследствие чего напряжение генератора возвращается почти к исходному значению.

При малых мощностях двигателя возможно было бы его питать непосредственно от ЭМУ, включив  $OY2$  под выходное напряжение ЭМУ и таким способом стабилизировав выходное напряжение ЭМУ. Но при сколько-нибудь значительной мощности двигателя это нецелесообразно, так как к. п. д. ЭМУ на 20—30% ниже, чем у нормального генератора постоянного тока, и изнашивается ЭМУ значительно быстрее, чем такой генератор.

В качестве примера применения не только отрицательной, но и положительной обратной связи рассмотрим схему стабилизации частоты вращения двигателя, работающего в системе Г—Д (рис. 15-65). По существу она отличается от предыдущей схемы только наличием у ЭМУ третьей обмотки возбуждения —  $OY3$ , являющейся обмоткой положительной обратной

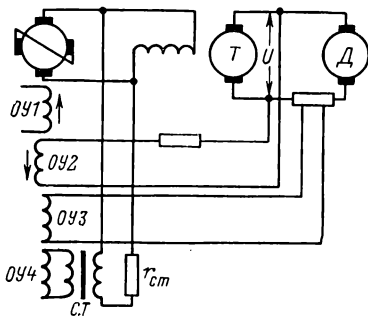


Рис. 15-65. Схема применения ЭМУ в системе Г—Д при наличии положительной обратной связи.

с в я з и. Обмотка  $OY3$  присоединена к зажимам шунта, через который проходит ток якоря двигателя. Обмотка  $OY2$ , как и в предыдущей схеме, поддерживает постоянное напряжение на зажимах якоря двигателя. Обмотка  $OY3$  должна повышать это напряжение с увеличением силы тока двигателя. Частота вращения двигателя при неизменном возбуждении зависит от напряжения на якоре и нагрузки на валу. С увеличением нагрузки пропорционально возрастает сила тока якоря двигателя. Можно так подобрать сопротивление шунта к обмотке  $OY3$  и добавочное сопротивление к обмотке  $OY2$ , чтобы благодаря подмагничивающему действию обмотки  $OY3$  напряжение генератора возрастало на величину, нужную для компенсации снижения частоты вращения двигателя, вызванной увеличением нагрузки.

В рабочих условиях сначала путем регулирования силы тока возбуждения двигателя  $I_{в.д}$  устанавливается нужная частота вращения двигателя. Затем она автоматически поддерживается постоянной при всех изменениях нагрузки двигателя посредством воздействия ЭМУ на напряжение генератора  $G$ .

В схеме на рис. 15-65 действие обмоток  $OY2$  и  $OY3$  противоположно. В подобных условиях при изменениях режима возможны весьма нежелательные колебания токов и напряжения установки около значений, соответствующих новым условиям равновесия. Для быстрого гашения подобных колебаний может быть использована четвертая обмотка управления  $OY4$ , которой иногда снабжаются мощные ЭМУ. Эта обмотка включается, например, под выходное напряжение ЭМУ, через стабилизирующий трансформатор  $CT$  (рис. 15-65), соединяемый с добавочным сопротивлением  $r_{ст}$ . Последнее нужно для регулирования стабилизирующего действия. Во вторичной цепи трансформатора ток возникает только при изменениях первичного постоянного напряжения. При соответствующем выборе зажимов вторичной обмотки трансформатора н. с., создаваемая этим током в обмотке  $OY4$ , будет противодействовать любым изменениям входного потока ЭМУ  $\Phi_{пр}$ , а следовательно, гасить колебания в установке. Вместо трансформатора успокоительная обмотка  $OY4$  может быть включена через конденсатор под стабилизируемое напряжение.

Электромашинный усилитель является весьма мощным усилителем — от 200 Вт до 25 кВт. Благодаря такой мощности он непосредственно воздействует на исполнительный механизм, но вход ЭМУ часто соединяется с выходом другого, более чувствительного усилителя — лампового, полупроводникового или магнитного. Например, фотоэлемент через ламповый усилитель и ЭМУ может управлять работой прокатного стана.

## 15-17. КОЛЛЕКТОРНЫЕ МАШИНЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Коллекторные машины постоянного тока обладают рядом ценных свойств, которых лишены асинхронные бесколлекторные машины. Особенно ценными являются возможности плавного регулирования двигателей постоянного тока. Поэтому естественны попытки питать коллекторный двигатель постоянного тока переменным током и использовать таким путем регулировочные свойства этого



двигателя, не прибегая к предварительному преобразованию переменного тока в постоянный.

Если одновременно изменять направление постоянного тока в обмотках якоря и возбуждения коллекторного двигателя, предназначенного для постоянного тока, то направление вращающего момента в двигателе не изменяется (рис. 15-66). Следовательно, при периодических одновременных изменениях направления токов в обеих цепях двигателя, что имеет место при питании двигателя переменным током, двигатель должен развивать некоторый средний вращающий момент постоянного направления, т. е. двигатель постоянного тока будет вращаться, если питать его переменным током. Но при промышленной частоте 50 Гц переменное магнитное поле будет индуцировать в массивной станине нормального двигателя постоянного тока очень большие вихревые токи, магнитное поле которых сильно ослабит основной магнитный поток, а в цепи якоря его индуктивное сопротивление, возникшее при переменном токе, обусловит низкий  $\cos \phi$  цепи. По этим причинам вращающий момент нормального двигателя постоянного тока при питании переменным током будет мал, кроме того, у него под щетками на коллекторе будет иметь место сильное искрение. Следовательно, конструкция коллекторного двигателя должна быть специально приспособлена к условиям переменного магнитного поля: необходимо заменить массивную станину, уменьшить индуктивность обмотки и улучшить условия коммутации.

Первые две задачи можно считать разрешенными вполне удовлетворительно, правда, ценой значительного усложнения и удорожания машины; но условия коммутации в современных коллекторных машинах переменного тока в общем неудовлетворительны.

Приспособление магнитопровода к условиям переменного магнитного поля осуществляется так же, как во всех машинах и аппаратах переменного тока, — путем замены массивной станины двигателя постоянного тока станиной, собранной из изолированных друг от друга листов электротехнической стали.

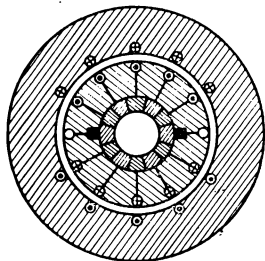


Рис. 15-67. Размещение обмоток на статоре коллекторного двигателя переменного тока.

притом так, чтобы ток в ее проводниках был противоположен по направлению току в противолежащих проводниках ротора.

Для осуществления более полной компенсации магнитного поля тока якоря у большинства современных коллекторных двигателей переменного тока нет явных полюсов. Их статор выполнен в виде полого цилиндра из листовых электротехнической стали подобно статору асинхронной машины. В пазах этого цилиндра размещены обмотка возбуждения, компенсационная обмотка и обмотка дополнительных полюсов (рис. 15-67).

Отметим теперь, что индуктивностью обладает и цепь возбуждения двигателя, но магнитный поток цепи возбуждения двигателя необходим для создания вращающего момента, поэтому не может быть компенсирован. В двигателе последовательного возбуждения индуктивность цепи возбуждения вызывает

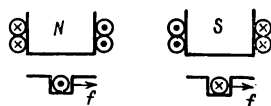


Рис. 15-66. Силы, действующие на проводники при одновременном изменении направления тока в якоря и в обмотке возбуждения.

некоторое ухудшение  $\cos \phi$ . В двигателе параллельного возбуждения большая индуктивность обмотки возбуждения вызывает сдвиг фаз почти на  $90^\circ$  между потоком возбуждения и напряжением; в то же время ток якоря этого двигателя будет по фазе почти совпадать с напряжением. В результате средний вращающий момент, создаваемый взаимодействием потока возбуждения и тока якоря, сдвинутых по фазе по отношению друг к другу почти на  $90^\circ$ , будет очень мал. По этой причине в однофазных коллекторных двигателях параллельного возбуждения необходимо применение специальных мер для устранения этого сдвига фаз, и область применения таких двигателей весьма ограничена.

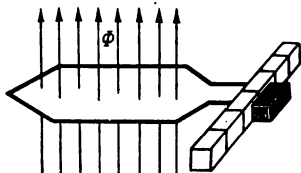


Рис. 15-68. Коммутируемая секция как короткозамкнутый виток в переменном магнитном поле.

и добиться идеальной коммутации, при которой  $e_r + e_k = 0$ , или даже создать ускоренную коммутацию при  $e_k > e_r$ . Все это используется в коллекторных двигателях; они снабжаются дополнительными полюсами, так же как и машины постоянного тока.

Но в коммутируемой секции двигателя переменного тока индуцируется еще третья (трансформаторная) э. д. с.  $e_T$ . Причиной ее возникновения являются периодические изменения главного магнитного потока машины, пронизывающего коммутируемые витки. По отношению к переменному потоку коммутируемая секция, закороченная щеткой, является как бы замкнутой вторичной обмоткой трансформатора (рис. 15-68). Эта э. д. с. может быть выражена так же, как э. д. с. трансформатора:  $e_T = -w_c d\Phi/dt$ , где  $w_c$  — число витков секции обмотки ротора.

По фазе  $e_T$  отстает от индуцирующего ее потока, а следовательно, и от тока возбуждения, на четверть периода. Она не зависит от частоты вращения ротора и сохраняет свое значение, даже когда последний неподвижен.

Идеальные условия коммутации для двигателя переменного тока те же, что и для двигателя постоянного тока, именно: алгебраическая сумма э. д. с. в коммутируемой секции должна равняться нулю. Для выполнения этого условия конструктор располагает лишь коммутирующей э. д. с.  $e_k$ , индуцируемой полем дополнительных полюсов, но э. д. с.  $e_k$  пропорциональна частоте вращения ротора и равна нулю при пуске в ход. Следовательно, при помощи потока дополнительных полюсов возможно осуществить условия идеальной коммутации только при одной определенной частоте вращения. Это едва ли не самое слабое место коллекторных двигателей переменного тока. Если же наличие некомпенсированной трансформаторной э. д. с.  $e_T$  неизбежно в коммутируемых витках, то приходится лишь принять меры, с одной стороны, чтобы по возможности уменьшить  $e_T$  и, с другой стороны, чтобы ограничить ток короткого замыкания, создаваемый э. д. с. в коммутируемой секции.

Действующее значение трансформаторной э. д. с.

$$E_T = 4,44 w_c \Phi_m,$$

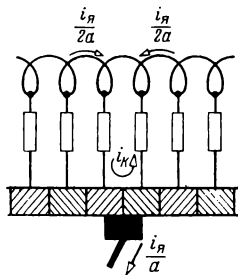


Рис. 15-69. Ограничение силы тока в коммутируемой секции посредством включения сопротивлений между обмоткой якоря и коллекторными пластинами.

поэтому, чтобы ослабить ее, конструктор уменьшает число витков в каждой секции обмотки ротора; одновременно, чтобы сохранить общее число витков обмотки ротора, конструктор увеличивает соответственно число секций, а следовательно, и число коллекторных пластин. Таким образом, характерным внешним признаком коллекторного двигателя переменного тока становится относительно большой коллектор. Далее конструктор может уменьшить поток  $\Phi_m$  каждого полюса двигателя, соответственно увеличив число полюсов, чтобы сохранить неизменным вращающий момент.

Радикальным средством для уменьшения  $e_T$  является снижение частоты переменного тока. Вместо с тем при снижении частоты уменьшается и реактивное сопротивление двигателя. Это средство возможно применять, конечно, только в обособленных сетях переменного тока. Практически пониженная частота ( $16 \frac{2}{3} = 50/3$  Гц) применяется иногда для электрической тяги на переменном токе.

Силу тока короткого замыкания, возникающего в коммутируемой секции, можно ограничить, если ввести сопротивление в эту секцию (рис. 15-69), причем рабочий ток ротора должен проходить через такое сопротивление лишь во время коммутаций. Последнее необходимо, чтобы не иметь слишком больших тепловых потерь. Такой же эффект может дать применение угольных щеток, обладающих повышенным сопротивлением.

## Глава шестнадцатая

### СИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

#### 16-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Синхронной<sup>1</sup> называется электрическая машина, частота вращения (об/мин) которой связана постоянным отношением с частотой  $f$  сети переменного тока, в которую эта машина включена. Синхронные машины служат генераторами переменного тока промышленной частоты (см. § 5-1) на электрических станциях; синхронные двигатели рекомендуется применять в тех случаях, когда нужен двигатель, работающий при постоянной частоте вращения; наконец, для получения регулируемого реактивного тока устанавливаются синхронные компенсаторы. Любая синхронная машина может работать во всех трех режимах, но практически в конструкции современных синхронных генераторов, двигателей и компенсаторов имеются принципиально небольшие, но практически весьма существенные отличия, обусловленные особенностями режима, для которого эти машины предназначаются.

Основными частями синхронной машины являются статор и ротор, причем статор не отличается от статора асинхронной машины. Сердечник статора собран из изолированных друг от друга пластин электротехнической стали и укреплен внутри массивного корпуса. В пазах с внутренней стороны статора размещена обмотка переменного тока, в большинстве случаев трехфазная.

Ротор синхронной машины по существу представляет электромагнит — неявнополюсный (рис. 16-1) или явнополюсный (рис. 16-2), обмотка которого питается постоянным током возбуждения. Послед-

<sup>1</sup> От греческого слова «синхронос» — одновременный.

ний поступает в ротор через контактные кольца и щетки от внешнего источника постоянного тока — возбuditеля.

У многополюсной синхронной машины ротор имеет  $p$  пар полюсов, а токи в обмотке статора образуют тоже  $p$  пар полюсов вращающегося магнитного поля (как у асинхронной машины). Ротор должен

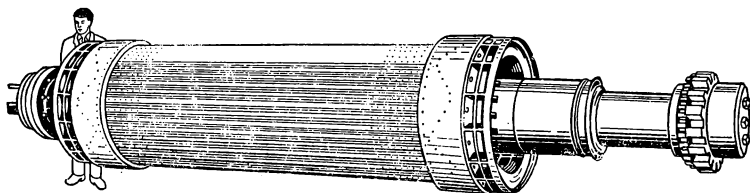


Рис. 16-1. Неявнополюсный ротор турбогенератора большой мощности.

вращаться с частотой вращения поля (§ 6-12), следовательно, его синхронная скорость

$$n = f \cdot 60/p. \quad (16-1)$$

При стандартной промышленной частоте 50 Гц высшая частота вращения, соответствующая двухполюсной ( $p = 1$ ) машине, будет 3000 об/мин. Это частота вращения современного турбогенератора, состоящего из первичного двигателя — паровой турбины и синхронного генератора.

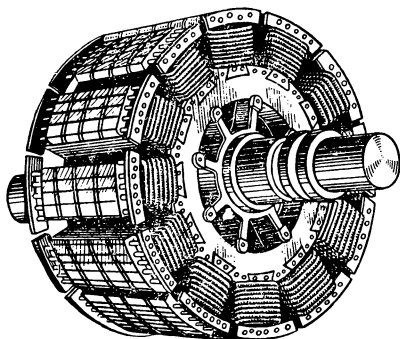


Рис. 16-2. Явнополюсный ротор.

Неявнополюсный ротор такого генератора изготавливается из массивной стальной поковки — «бочки». Обмотка постоянного тока укрепляется в пазах, выфрезерованных в роторе по всей его длине. Мощность таких генераторов доходит до 500 000 кВ·А в одной машине. Увеличение мощности генераторов объясняется выгодами, получаемыми при этом для первичного двигателя — турбины.

У гидрогенераторов первичным двигателем служит гидравлическая турбина, вращающаяся относительно медленно. Это вынуждает изготавливать такие генераторы многополюсными с вертикальным валом и явными полюсами. Частота вращения этих генераторов от 60 до нескольких сотен оборотов в минуту, чему соответствует несколько десятков пар полюсов. Вследствие относительно малых частот вращения генераторы к гидравлическим турбинам имеют значительно большую массу на единицу мощности (свыше 8 кг/кВ·А), чем генераторы к паровым турбинам (менее 2,5 кг/кВ·А). Мощность гидрогенераторов достигает также 500 000 кВ·А в одной машине.

Частота вращения дизель-генераторов, соединенных с первичным двигателем — дизелем, лежит в пределах 500—1500 об/мин. Обычно это явнополюсные машины относительно небольшой мощности.

Синхронные двигатели широко применяются для самых различных видов привода, работающего с постоянной частотой вращения: для крупных вентиляторов, эксгаустеров, компрессоров, центробежных насосов, генераторов постоянного тока и т. д. В большинстве случаев эти двигатели выполняются явнополюсными мощностью от 40 до 7500 кВт, для частот вращения от 125 до 1000 об/мин. Двигатели отличаются от генераторов конструктивно наличием на роторе необходимой для асинхронного пуска дополнительной короткозамкнутой обмотки или аналогичного приспособления, а также относительно меньшим воздушным зазором между статором и ротором. У синхронных двигателей к. п. д. несколько выше, а масса на единицу мощности меньше, чем у асинхронных двигателей, рассчитанных на ту же частоту вращения.

Синхронные компенсаторы являются синхронными двигателями, работающими в режиме холостого хода при регулируемом в широких пределах токе возбуждения. Таким путем можно изменять реактивную мощность, отдаваемую синхронным компенсаторам в сеть или потребляемую им из сети. Изменения реактивного тока изменяют потерю напряжения в линии передачи, к которой присоединен компенсатор. Это используется для стабилизации напряжения в энергетических системах. Кроме того, синхронные компенсаторы могут служить для улучшения коэффициента мощности. Так как они свободны от механической нагрузки на валу, то они изготавливаются, по сравнению с двигателями, облегченной механической конструкции. В большинстве случаев они устанавливаются на районных подстанциях и их мощность достигает 100 000 кВт·А.

Важными преимуществами вышеописанной конструкции синхронной машины с вращающимися электромагнитами являются возможность более надежной изоляции неподвижной обмотки переменного тока и относительная простота ее соединения с сетью переменного тока. Это весьма существенно при тех высоких напряжениях и больших мощностях, на которые строятся современные синхронные машины. Но для машин относительно небольшой мощности, примерно до 100 кВт·А, и напряжения до 1000 В иногда применяется обратное расположение обмоток постоянного и переменного тока (рис. 16-3). Трехфазная обмотка размещается на роторе, собранном из листовой электротехнической стали. Она соединяется с внешней цепью через укрепленные на роторе три кольца и щетки. Обмотка постоянного тока — обмотка возбуждения — размещается

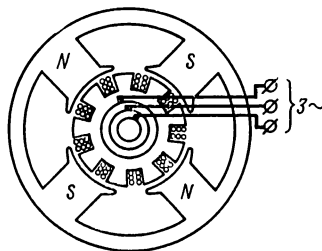


Рис. 16-3. Схема синхронной машины с неподвижными электромагнитами.

на сердечниках, укрепленных на массивном статоре. Подобные машины представляют собой использование частей машины постоянного тока (см. рис. 15-2) для изготовления синхронной машины; при этом коллектор заменяется кольцами, соединенными с тремя точками обмотки якоря.

Для частей синхронной машины иногда применяются те же наименования, как и для частей машины постоянного тока: якорем принято называть ту часть, в обмотке которой индуцируется э. д. с. Следовательно, в синхронных машинах основного типа с неподвижной обмоткой переменного тока статор служит якорем. Индуктором, т. е. частью, обмотки которой служат для возбуждения главного магнитного потока, в синхронной машине основного типа является ротор.

Важным отличием синхронной машины от асинхронной является то, что главный магнитный поток в ней создается н. с. постоянного тока возбуждения, который машина получает от возбудителя. Благодаря этому синхронная машина, работая в режиме двигателя, может совершенно не загружать сеть намагничивающим током. Возбудителем служит в большинстве случаев небольшой генератор постоянного тока с самовозбуждением, а для более мощных машин — генератор с независимым возбуждением от подвозбудителя — генератора постоянного тока, питающего обмотку возбуждения возбудителя. Прогресс в построении управляемых ионных и полупроводниковых выпрямителей позволил применять их для возбуждения синхронных генераторов.

Если не обращать внимания на практические изменения конструкции, то в принципе синхронная машина, как и все электрические машины, обратима, т. е. она может работать как генератором, так и двигателем, причем она переходит от режима генератора к режиму двигателя в зависимости от того, воздействует ли на ее вал вращающая или тормозящая механическая сила. В первом случае она получает на валу механическую и отдает в сеть электрическую энергию, во втором случае она потребляет из сети электрическую и отдает на валу механическую энергию.

Рабочий процесс синхронного генератора зависит от того, связана ли частота его э. д. с. с частотой тока в сети, питаемой другими синхронными генераторами, или же он работает независимо и сам определяет частоту тока в сети.

При независимой работе частота сети изменяется вместе с изменением частоты вращения первичного двигателя, вращающего синхронный генератор. В этом случае индуцируемые в обмотках статора э. д. с. при включении нагрузки создают токи в обмотках статора. Последние, взаимодействуя с магнитным полем машины, создают тормозящую силу, которую должен преодолевать первичный двигатель. Чем больше нагрузка генератора, тем больше и эта тормозящая сила, при посредстве которой происходит преобразование механической мощности первичного двигателя в электрическую мощность, отдаваемую в сеть.

В случае параллельной работы синхронного генератора с сетью, питаемой другими генераторами (или при работе синхронной ма-

шины двигателем), частота машины должна быть равна частоте сети, так как только при этом условии может поддерживаться во все время цикла переменного тока равновесие между напряжением сети и э. д. с. машины. Но для постоянства частоты машины необходима строго постоянная синхронная частота вращения ротора, чтобы индуцируемая им э. д. с. попадала в такт с изменениями напряжения сети. Главное магнитное поле — поле ротора возбуждается постоянным током, но помимо него трехфазная система переменных токов статора создает свое вращающееся магнитное поле (поле якоря). Угловая скорость этого поля  $\omega_n$  определяется частотой переменного тока (§ 6-11):

$$\omega_n = \omega / p = 2\pi f / p, \quad (16-2)$$

где  $\omega$  — угловая частота переменного тока, а  $p$  — число пар полюсов вращающегося поля, а так как число пар полюсов ротора равно числу пар полюсов вращающегося поля, то, следовательно,

$$\omega_n = 2\pi n / 60,$$

т. е. угловая скорость вращающегося поля статора равна угловой скорости ротора. Таким образом, в синхронной машине, как и в асинхронной, имеются две н. с.: ротора и якоря (статора); н. с. якоря при этом вращается в ту же сторону и с такой же угловой скоростью, как и полюсы ротора, таким образом, она неподвижна по отношению к этим полюсам. На этом основании мы можем складывать геометрически векторы н. с. индуктора и якоря, так же как мы складывали н. с. ротора и статора асинхронной машины, и мы можем считать, что в действительности при нагрузке машины ее магнитное поле в воздушном зазоре создается совместным действием н. с. ротора и статора.

Для генераторного режима машины характерно опережение ротором поля статора, при этом взаимодействие токов статора и поля машины создает механическую силу, тормозящую вращение ротора; эту силу должен преодолевать первичный двигатель машины.

При параллельной работе синхронной машины с другими синхронными машинами для включения машины в общую сеть требуется предварительная синхронизация, т. е. частота вращения машины должна быть сделана строго равной частоте сети, а э. д. с. машины — равной по величине и противоположной по фазе напряжению сети. При идеальной синхронизации машины с сетью токи в обмотках статора после включения машины на параллельную работу будут равны нулю, так как поле ротора индуцирует в обмотках статора э. д. с., уравновешивающие полностью напряжение сети. В таких условиях синхронная машина не отдает энергии в сеть и не потребляет ее, т. е. по отношению к сети она не служит ни генератором, ни двигателем. Собственные потери синхронной машины, механические и магнитные, при этом покрывает первичный двигатель. Для того чтобы заставить синхронную машину, включенную в сеть, работать генератором, отдавая в эту сеть энергию, необходимо увеличить механический момент, приложенный первич-

ным двигателем к валу машины. Тогда под действием возросшего вращающего момента ротор машины сместится вперед. Если раньше середина полюса ротора находилась против проводников данной фазы статора как раз в тот момент, когда напряжение сети на этой фазе достигало своего максимума, то теперь это условие нарушается, и так как э. д. с. ротора и напряжение сети уже взаимно не уравниваются, то в обмотках статора возникает ток, создаваемый результирующим напряжением. Взаимодействие этого тока с полем машины создает тормозящую силу, воздействующую на ротор. При помощи указанной силы механическая мощность первичного двигателя будет превращаться в электрическую мощность, отдаваемую генератором в сеть. Поле ротора будет как бы тянуть за собой поле статора.

Если затем уменьшать вращающий момент на валу синхронной машины, то под действием тормозящего момента электромагнитных

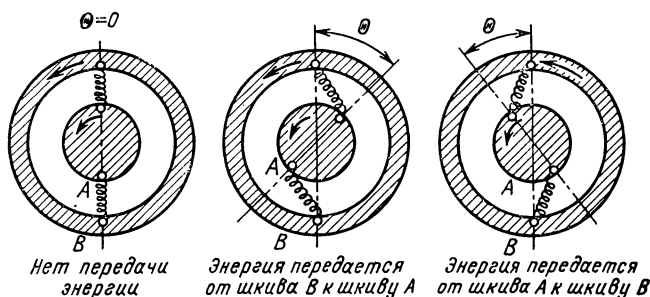


Рис. 16-4. Два шкива, соединенные пружинами.

сил поле ротора будет уменьшать свой угол опережения по отношению к полю статора и вместе с уменьшением угла между осями полей будет уменьшаться и тормозящая сила взаимодействия токов статора и поля машины. Наконец, когда напряжение сети будет уравниваться э. д. с. статора, машина перестанет отдавать энергию в сеть, ток в обмотках статора исчезает и тормозящая электромагнитная сила станет равной нулю.

Если теперь приложить к валу машины вместо вращающего тормозящий момент механической нагрузки, то ротор сместится по отношению к вращающемуся полю в сторону отставания. Вновь возникнут токи в обмотках статора и создадут электромагнитные силы взаимодействия токов статора и поля ротора, но на этот раз эти силы будут стремиться сместить ротор вперед. Они создают теперь вращающий момент, при посредстве которого электрическая мощность сети превращается в механическую мощность на валу машины; таким путем синхронная машина переходит к работе двигателем. Режим машины изменяется от генераторного на двигательный и обратно в зависимости от механического воздействия на вал машины, причем электромагнитные силы играют роль своеобразной упругой связи между полем ротора и полем статора. Можно сравнить



их с пружинами, связывающими два шкива  $A$  и  $B$  (рис. 16-4) — ведущий и ведомый. Шкив  $A$  изображает в такой модели поле ротора, шкив  $B$  — поле статора. Всякое изменение механической силы на валу шкива  $A$  вызывает изменение относительного положения шкивов и изменение натяжения пружин.

Таким образом, при параллельной работе синхронной машины с сетью частота вращения машины жестко определяется частотой сети; изменение момента на валу изменяет лишь угол между осями полей ротора и статора, в то время как в асинхронной машине в таких условиях изменяется частота вращения ротора (скольжение).

## 16-2. ПОЛУЧЕНИЕ СИНУСОИДАЛЬНОЙ Э. Д. С. В СИНХРОННОМ ГЕНЕРАТОРЕ

Обмотка статора синхронной машины устроена так же, как и обмотка асинхронной машины, но в ней индуцирующий магнитный поток возбуждается постоянным током. В условиях холостого хода синхронного генератора поток, сцепляющийся с одним витком обмотки статора (якоря), изменяется в пределах от  $+\Phi$  до  $-\Phi$ ; следовательно, среднее значение э. д. с., индуцируемой в витке за половину периода переменного тока,

$$E_{в.ср} = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} e \, dt,$$

где  $e = -d\Phi/dt$  — мгновенное значение э. д. с. одного витка; таким образом,

$$E_{в.ср} = -\frac{2}{T} \int_{+\Phi}^{-\Phi} d\Phi = \frac{4}{T} \Phi = 4f\Phi,$$

а так как действующее значение э. д. с. равно среднему, умноженному на коэффициент формы кривой поля  $k_\Phi$ , то действующее значение э. д. с., индуцируемой в одном витке,

$$E_v = E_{в.ср} k_\Phi = 4k_\Phi f\Phi.$$

Вследствие того, что секции, образующие каждую из фаз обмотки, распределены по нескольким пазам, их э. д. с. складываются геометрически, что при расчете э. д. с. обмотки учитывается посредством обмоточного коэффициента  $k_{об} < 1$  (§ 14-7). Такое геометрическое сложение э. д. с. отдельных витков представляет собой некоторую потерю в величине э. д. с., но оно оправдывается лучшим использованием окружности якоря.

Таким образом, э. д. с. обмотки статора синхронной машины, имеющей  $w$  витков на фазу, будет:

$$E = 4k_\Phi f w k_{об} \Phi. \quad (16-3)$$

Для синхронного генератора важное значение имеет зависимость потока и э. д. с. машины от намагничивающего тока.

При холостом ходе синхронного генератора его э. д. с. создается только главным магнитным потоком, поэтому в условиях холостого хода при постоянной частоте вращения кривая  $E = F(I_B)$  отличается только масштабом от кривой  $\Phi = F_1(I_B)$ . Эта зависимость называется характеристикой холостого хода или магнитной характеристикой. Магнитная характеристика может быть построена на основании расчета магнитной цепи машины. Эта цепь машины состоит из пяти основных участков: воздушного зазора, зубцов статора, спинки статора, полюсного сердечника с башмаками и ярма ротора (рис. 16-5). Сумма магнитных напряжений  $H_k l_k$  всех пяти участков равна полному току ( $I_B w_B$ ) обмотки возбуждения ротора, необходимому для создания заданного значения потока в воздушном зазоре машины. Для построения характеристики расчет должен быть повторен не менее чем для пяти значений

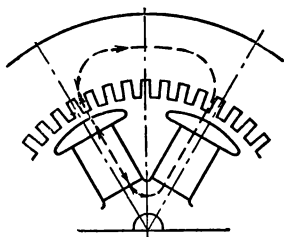


Рис. 16-5. Схема магнитной цепи синхронной машины.

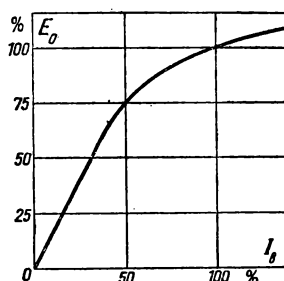


Рис. 16-6. Характеристика холостого хода синхронного генератора.

потока. Эту характеристику можно получить также опытным путем, для чего нужно при номинальной частоте вращения синхронной машины постепенно изменять ток возбуждения  $I_B$  от нуля до некоторого максимума, а от максимума опять до нуля. Замеренная при этом зависимость э. д. с.  $E_0$  от тока возбуждения  $I_B$  изобразится двумя ветвями характеристики: восходящей и нисходящей. Однако это раздвоение мало, оно обусловлено лишь влиянием гистерезиса в полюсах ротора машины и может не учитываться. В нижней своей части характеристика холостого хода прямолинейна вследствие того, что при малых индукциях большая часть н. с. ( $I_B w_B$ ) затрачивается на воздушный зазор между статором и ротором, для которого зависимость  $\Phi = F(I_B)$  изображается прямой линией. При дальнейшем увеличении потока сказывается магнитное насыщение стали, магнитное сопротивление ее быстро возрастает и ферромагнитный участок цепи требует уже значительной части н. с., вследствие чего характеристика несколько наклоняется в сторону оси абсцисс (рис. 16-6). Таким образом, характеристика холостого хода напоминает сильно спрямленную кривую намагничивания стали, причем спрямление кривой вызывается наличием воздушного промежутка в магнитной цепи. Современные синхронные генераторы конструи-

руются так, чтобы давать нормальную характеристику холостого хода (рис. 16-7). Такая нормальная характеристика строится в относительных единицах, т. е. за единицу напряжения принимается номинальное напряжение  $U_n = 1$ , а за единицу тока возбуждения  $I_{в} = 1$  — ток, возбуждающий при холостом ходе номинальное напряжение.

Кривая э. д. с.  $e = F(t)$  синхронного генератора должна быть синусоидальной. Для получения синусоидальной э. д. с. в проводниках обмотки статора необходимо синусоидальное распределение индукции вдоль окружности ротора. В случае явно выраженных полюсов для этой цели используется форма полюсных наконечников: явнополюсная машина изготавливается с неравномерным воздушным зазором, постепенно увеличивающимся от середины полюса к краям, благодаря чему магнитная индукция распределяется обратно пропорционально магнитному сопротивлению. Это дает возможность посредством соответствующего подбора формы полюсного наконечника достичь приближенно синусоидального распределения индукции вдоль окружности ротора.

Однако такой способ получения синусоидальной кривой неприменим для неявных полюсов быстроходных машин. В этих машинах путем соответствующего распределения обмотки возбуждения вдоль окружности ротора удается получить трапецевидное распределение индукции вдоль окружности ротора (см. § 14-5), что уже представляет собой существенное приближение к синусоиде. Для дальнейшего подавления высших гармонических в кривой э. д. с. используются специальные свойства распределенной обмотки статора.

Магнитное поле нагруженной синхронной машины возбуждается не только н. с. ротора, но на это поле воздействует и н. с. обмотки якоря, обтекаемой нагрузочным током. Следовательно, в синхронных машинах, как и в машинах постоянного тока, имеет место реакция якоря — воздействие н. с. якоря на основное магнитное поле машины. Форма кривой э. д. с. нагруженного генератора зависит не только от распределения вдоль окружности машины поля ротора, но и от распределения поля статора. Последнее также должно быть по возможности синусоидальным для того, чтобы результирующее поле и кривая э. д. с. нагруженной машины были синусоидальными.

Если сопоставить синхронную машину с асинхронной, то в последней ток статора изменяется автоматически вслед за изменением тока ротора и, таким образом, сохраняется почти постоянным поток в воздушном зазоре. Но в синхронной машине изменения тока статора не вызывают автоматического изменения постоянного тока возбуждения. По этой причине результирующее магнитное поле синхронной машины изменяется с изменением нагрузки, изменяется

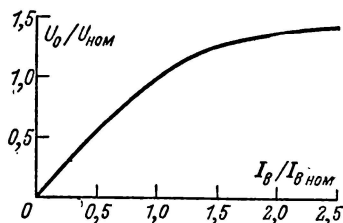


Рис. 16-7. Нормальная характеристика холостого хода синхронного генератора.

относительное положение вращающегося поля статора по отношению к вращающемуся полю ротора, а следовательно, и характер реакции якоря. Для синхронных генераторов подобное влияние силы тока и сдвига фаз нагрузки на напряжение машины весьма нежелательно. Чтобы свести влияние реакции якоря к минимуму, необходимо, чтобы н. с. якоря была мала по сравнению с н. с. ротора. Для осуществления этого условия необходимо увеличить магнитное сопротивление машины.

Лучше и проще всего повышение магнитного сопротивления осуществляется путем увеличения воздушного зазора машины. Однако при этом необходимо соответствующее увеличение н. с. ротора; но в синхронной машине это увеличение намагничивающего тока допустимо, так как энергия магнитного поля ротора остается неизменной, а возбудитель синхронной машины должен давать энергию только для открытия тепловых потерь в цепи ротора. В асинхронной машине условия иные, там намагничивающий ток должен поддерживать колебания энергии магнитного поля машины — он является реактивным током, ухудшающим  $\cos \varphi$  установки, и желательно его сделать возможно меньшим.

Явления реакции якоря относятся и к синхронным двигателям, но так как в этих двигателях форма кривой э. д. с. практически мало существенна, то реакция якоря в них имеет второстепенное значение.

### 16-3. ВНУТРЕННИЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ И НАПРЯЖЕНИЕ СИНХРОННОЙ МАШИНЫ

Электродвижущая сила статора работающей синхронной машины изменяется вследствие реакции якоря; от тока статора при этом зависит падение напряжения в обмотке статора, вызываемое индуктивным и активным сопротивлениями обмотки. Рассмотрим, какова природа и относительное значение этих двух сопротивлений.

Индуктивное сопротивление обмотки статора создается потоком рассеяния статора. Этот поток, как и в асинхронной машине, есть часть потока статора, замыкающаяся помимо ротора поперек пазов статора, по коронкам зубцов статора и вокруг головок обмотки статора (рис. 14-8). Поток рассеяния проходит значительную часть своего пути в воздухе, поэтому его можно считать пропорциональным току статора и совпадающим с этим током по фазе. Поток рассеяния индуцирует в обмотке статора э. д. с. рассеяния  $E_p$ , отстающую по фазе от этого потока на  $90^\circ$ . Можно выразить напряжение, уравнивающее э. д. с. рассеяния, через ток статора  $I$  и некоторое индуктивное сопротивление  $x_p$ , следовательно,

$$-E_p = Ijx_p.$$

Индуктивное падение напряжения в синхронных машинах составляет при номинальной нагрузке 10—15 и даже до 20% номинального фазного напряжения. Значительное индуктивное сопротивление, обуславливающее это падение напряжения, полезно, так как в слу-

чаях коротких замыканий оно ограничивает силу тока. Но активное сопротивление  $r$  обмотки статора относительно весьма мало, обычно падение напряжения в активном сопротивлении при номинальной нагрузке составляет для больших генераторов 1—2%. В большинстве расчетов им можно поэтому пренебречь; мы будем учитывать эту величину лишь в некоторых случаях.

Как уже упоминалось, на э. д. с. машины влияет реакция якоря. Физически в машине существует лишь один результирующий магнитный поток, складывающийся из потока ротора, потока рассеяния статора и потока реакции якоря. Но целесообразно рассматривать эти потоки как существующие независимо друг от друга и индуктирующие в обмотках статора соответствующие э. д. с. Таким образом, принимаем, что в нагруженной синхронной машине поток ротора  $\Phi$  индуктирует в обмотке статора э. д. с.  $E$ , равную э. д. с. холостого хода, поток рассеяния индуктируется э. д. с.  $E_p$  и, наконец, поток реакции якоря индуктирует в обмотке статора некоторую э. д. с.  $E_{p,я}$ . Наиболее простые соотношения мы получим, если не будем учитывать влияния насыщения стали на поток якоря (статора) и, следовательно, примем в этом случае, что поток якоря пропорционален току якоря  $I$ . В действительности это вполне справедливо лишь для ненасыщенной машины. При этом можно выразить э. д. с. реакции якоря  $E_{p,я}$  так же, как э. д. с. рассеяния  $E_p$ , т. е. через ток  $I$  и некоторое индуктивное сопротивление  $x_{я}$ , и считать, что

$$\dot{E}_{p,я} = - \dot{I} j x_{я}.$$

Вектор  $\dot{I} j x_{я}$  должен опережать  $\dot{I}$  на  $90^\circ$ . Он представляет собой то напряжение, которое нужно для преодоления э. д. с. реакции якоря.

При таком истолковании процессов э. д. с.  $\dot{E}$ , индуктируемая потоком ротора, складывается из напряжения на зажимах машины  $\dot{U}$ , напряжения  $\dot{I} j x_p$ , уравнивающего э. д. с. рассеяния  $\dot{E}_p$ , напряжения  $\dot{I} j x_{я}$ , уравнивающего э. д. с. реакции якоря  $\dot{E}_{p,я}$  и, наконец, из падения напряжения  $\dot{I} r$  в активном сопротивлении обмотки; следовательно, э. д. с. генератора

$$\dot{E} = \dot{U} + \dot{I} [r + j(x_p + x_{я})] = \dot{U} + \dot{I}(r + jx). \quad (16-4)$$

Величина  $x_p + x_{я} = x$

носит название синхронного реактивного (индуктивного) сопротивления. У ненасыщенной машины это — относительно постоянная величина.

#### 16-4. УПРОЩЕННАЯ ВЕКТОРНАЯ ДИАГРАММА СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА

В большинстве случаев современные синхронные генераторы являются машинами большой мощности, при проектировании и изготовлении которых необходимо учитывать все подробности и возможности рабочих процессов, происходящих в этих мощных устройствах.

Отображающая все внутренние соотношения синхронного генератора его полная векторная диаграмма достаточно сложна. Но мы ограничимся здесь лишь построением диаграммы на основании упрощений, указанных в § 16-3. Вместе с тем такая упрощенная диаграмма генератора послужит основанием для построения диаграммы синхронного двигателя.

Исходным вектором может служить вектор постоянного тока ротора  $\vec{\Phi}$ ; мы его направим влево по оси абсцисс (рис. 16-8).

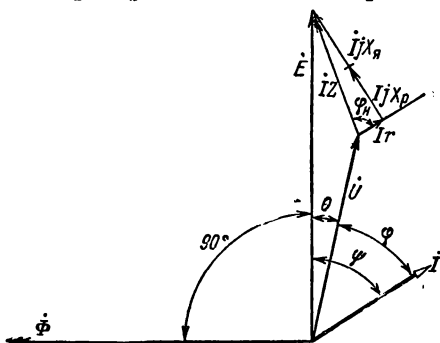


Рис. 16-8. Упрощенная векторная диаграмма синхронного генератора.

Вектор э. д. с.  $\vec{E}$ , индуцируемой потоком ротора  $\vec{\Phi}$ , отстает от вектора  $\vec{\Phi}$  на  $90^\circ$ . Вектор тока статора (якоря)  $\vec{I}$  отстает от  $\vec{E}$  на угол  $\psi$ , определяемый на основании соотношения реактивных и активных сопротивлений:

$$\psi = \arctg \frac{x + x_n}{r + r_n}, \quad (16-5)$$

где  $x_n$  и  $r_n$  — индуктивное и активное сопротивления цепи нагрузки генератора.

Вектор активного падения напряжения  $\vec{Ir}$  совпадает по направлению с вектором тока  $\vec{I}$ , а вектор реактивного напряжения  $\vec{Ijx}$  опережает этот вектор на  $90^\circ$ . Чтобы определить положение вектора напряжения  $\vec{U}$ , опустим из конца вектора  $\vec{E}$  перпендикуляр на направление вектора  $\vec{I}$ . На этом перпендикуляре, чтобы вычесть из  $\vec{E}$  реактивное напряжение  $\vec{Ijx}$ , отложим его вниз. Затем влево из полученной точки параллельно вектору  $\vec{I}$  отложим активное напряжение  $\vec{Ir}$ . Соединив полученную точку с началом координат, мы найдем вектор напряжения  $\vec{U} = \vec{E} - \vec{Ijx} - \vec{Ir}$ . Соединив ту же точку с концом вектора  $\vec{E}$ , получим треугольник внутренних падений напряжения генератора с гипотенузой  $\vec{IZ}$ .

Отметим, что для наглядности в диаграмме мы преувеличиваем относительную величину активного падения напряжения  $\vec{Ir}$ .

#### 16-5. НОМИНАЛЬНАЯ МОЩНОСТЬ, ПОТЕРИ И К. П. Д. ГЕНЕРАТОРА

Энергетический баланс синхронного генератора можно пояснить с помощью его упрощенной векторной диаграммы (рис. 16-9). Вектор  $\vec{E}$  и его составляющие проектируем на направление вектора тока  $\vec{I}$ ; тогда активная составляющая э. д. с.

$$E \cos \psi = Ir + U \cos \varphi. \quad (16-6)$$

Это уравнение умножим на силу тока  $I$  и таким путем преобразуем (16-6) в уравнение электрической мощности для одной фазы генератора:

$$EI \cos \psi = I^2 r + UI \cos \varphi. \quad (16-7)$$

Оно показывает, что электрическая мощность  $P_{э.м.}$ , передаваемая статору, складывается из мощности потерь в проводах якоря  $P_{пр}$  и мощности  $P$ , отдаваемой в сеть. Но помимо этих электрических потерь в генераторе имеют место механические потери  $P_M$  и магнитные потери в стали  $P_c$  статора и полюсных башмаках. Из уравнения (16-7) видно, что эти потери покрываются не за счет электрической мощности, а непосредственно за счет механической мощности, развиваемой первичным двигателем. Соответствующая энергетическая диаграмма показана на рис. 16-9. Кроме того, в генераторе имеют место потери на возбуждение, покрываемое за счет возбuditеля постоянного тока  $P_{воз.}$  Мощность возбuditеля составляет примерно 0,3—1% номинальной мощности для больших генераторов.

Потери в генераторе делятся на постоянные, почти не зависящие от нагрузки, и переменные, изменяющиеся в зависимости от нагрузки. К постоянным потерям следует отнести потери механические, возбуждения и в стали; к переменным — потери в меди и добавочные.

Электрическая мощность, отдаваемая генератором и выраженная через фазные напряжения и ток,  $P = 3UI \cos \varphi$  при одной и той же силе тока зависит от  $\cos \varphi$  нагрузки. Но сечения проводников обмоток генератора рассчитываются на определенную силу тока, а его изоляция и сечение магнитной цепи — на определенное напряжение  $U$ ; следовательно, эти величины выбираются независимо от  $\cos \varphi$  нагрузки; по этой причине номинальной мощностью генератора считается его полная мощность  $S = UI$ , измеряемая в киловольт-амперах. Было бы нецелесообразно соединять генератор с турбиной, рассчитанной на его полную мощность  $S$  (деленную на его к. п. д.), так как почти всегда  $\cos \varphi < 1$ , поэтому турбина к генератору обычно дается несколько меньшей мощности, чем полная мощность генератора (например, из расчета  $\cos \varphi = 0,8$ ).

Мощность генератора пропорциональна его объему, поэтому с увеличением номинальной мощности генератора уменьшается поверхность охлаждения, приходящаяся на единицу мощности<sup>1</sup>, вследствие чего приходится создавать усиленное охлаждение искусственным путем посредством вентиляции машины. В крупных турбогенераторах количество воздуха, необходимого для вентиляции, весьма велико. В час для охлаждения машины требуется примерно столько воздуха, сколько весит сама машина.

Если вентиляционный воздух поступает в машину непосредственно извне, то имеет место быстрое засорение машины пылью,

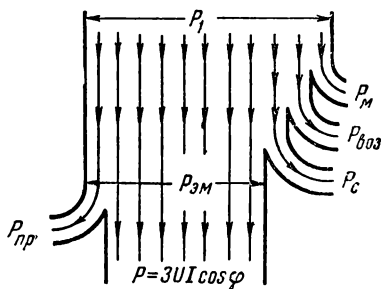


Рис. 16-9. Энергетическая диаграмма синхронного генератора.

<sup>1</sup> Так же, как это имеет место в трансформаторах и других электрических машинах (см. § 10-17).

поэтому в крупных генераторах применяется замкнутая система вентиляции, при которой один и тот же объем воздуха непрерывно циркулирует в замкнутой системе машина—воздухоохладитель; в последнем воздух, нагретый в машине, вновь охлаждается.

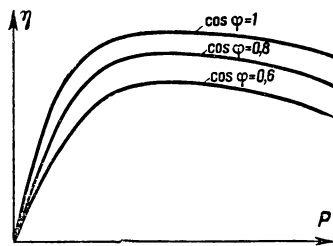


Рис. 16-10. Кривые зависимости к. п. д. синхронного генератора от нагрузки при различных значениях  $\cos \varphi$ .

Для генераторов мощностью примерно свыше 25 000 кВт·А обычно применяется водородное охлаждение. Преимущества такого охлаждения определяются тем, что водород в 14 раз легче воздуха, а его теплоемкость в 14 раз больше, теплопроводность больше в 7 раз, а коэффициент теплоотдачи с охлаждаемой поверхностью — в 1,35 раза.

Коэффициент полезного действия генератора равен отношению мощности, отдаваемой машиной в сеть, к мощности, ею потребляемой; последнюю удобно представить себе как сумму отдаваемой мощности и мощности всех видов потерь в машине; следовательно,

$$\eta = 3UI \cos \varphi / (3UI \cos \varphi + P_{\text{пост}} + P_{\text{пер}}). \quad (16-8)$$

Уравнение к. п. д. показывает, что с уменьшением нагрузки к. п. д. также уменьшается. На рис. 16-10 приведены кривые зависимости к. п. д. генератора от нагрузки при различных значениях  $\cos \varphi$ . С увеличением номинальной мощности генераторов возрастают к. п. д. как самого генератора, так и его первичного двигателя.

## 16-6. ВКЛЮЧЕНИЕ СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА НА ПАРАЛЛЕЛЬНУЮ РАБОТУ

В большинстве случаев несколько синхронных генераторов работают параллельно на общую сеть. Включение синхронного генератора на параллельную работу связано с рядом трудностей. Применяются два способа такого включения: точная синхронизация и самосинхронизация. Рассмотрим способ точной синхронизации.

При включении на параллельную работу с сетью (рис. 16-13) синхронного генератора мгновенное значение его э. д. с. должно быть равно по величине и соответствовать по направлению в любой момент времени мгновенному значению соответствующего напряжения сети. Из этого требования вытекают следующие условия включения: э. д. с. включаемого генератора должна иметь одинаковое действующее значение с напряжением сети, частоту, равную частоте сети, фазу, соответствующую фазе напряжения сети, наконец, чередование фаз генератора должно соответствовать чередованию фаз сети.

Предварительное синхронизирование включаемого генератора осуществляется следующим образом. Машина Г (рис. 16-11) доводится примерно до синхронной скорости, и ее возбуждение регули-



руется так, чтобы вольтметр на зажимах машины показал значение, равное напряжению сети. При этом последовательность фаз машины должна соответствовать последовательности фаз сети. Однако перед включением на параллельную работу необходимо более точное регулирование частоты машины и в особенности фазы ее э. д. с. В качестве указателей для такого точного регулирования служат с и н х р о н о с к о п ы. В простейшем виде синхроскоп составляется из ламп накаливания, часто называемых в таких случаях ф а з о и н д и к а т о р н ы м и л а м п а м и.

На рис. 16-11 эти лампы включены между шинами станции и одноименными ( $A-A'$ ,  $B-B'$ ,  $C-C'$ ) в отношении последовательности фаз зажимами генератора («включение на потухание»).

На рис. 16-12 показаны кривые мгновенных значений напряжения сети (1), э. д. с. включаемого на параллельную работу генератора (2) и результирующего напряжения (3). Пока нет точного совпадения частоты машины и сети в контуре включаемой машины, действующее значение результирующего напряжения будет то снижаться до нуля (моменты  $A$ ,  $B$  и  $C$ ), то повышаться до двойного значения напряжения сети ( $D$  и  $F$ ), в результате чего лампы будут то гаснуть, то вновь загораться. Чем больше будет частота генератора приближаться к частоте сети, тем медленнее будут происходить колебания света фазных ламп; они будут загораться и гаснуть на относительно длительные сроки. Нужно достичь возможно более точного совпадения частот,

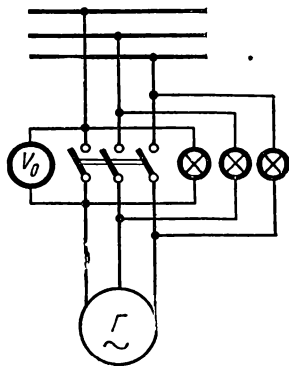


Рис. 16-11. Схема включения синхронного генератора на параллельную работу с сетью.

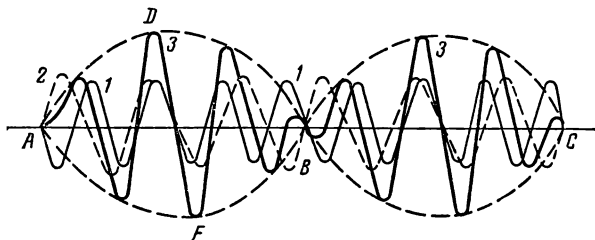


Рис. 16-12. Кривые мгновенных значений э. д. с. генератора, напряжений сети и результирующего при синхронизации генератора с сетью.

при котором промежутки времени между следующими друг за другом вспышками ламп будут достаточно велики (не менее 3—5 с). Затем, чтобы приучить глаз определять середину промежутка потухания, рекомендуется пропустить несколько периодов потухания, после чего в момент полного потухания ламп замкнуть рубильник,

Сущность метода с а м о с и н х р о н и з а ц и и состоит в том, что генератор включается на сеть без возбуждения, когда его частота вращения отличается от синхронной на 2—3%. Обмотка ротора (обмотка возбуждения) во время такого включения должна быть замкнута на некоторое сопротивление или накоротко. Сейчас же после включения генератора на сеть в ротор подается постоянный ток возбуждения и генератор сам доходит до синхронной частоты вращения под действием электромагнитных сил.

Чак как в момент включения частота вращения генератора не равна синхронной и он не возбужден, то возникает бросок тока; сила тока этого кратковременного толчка может в несколько раз превышать номинальную силу тока генератора. Но, как показывает опыт, ни этот толчок тока, ни возникающие при этом механические усилия на валу генератора не опасны для агрегата (турбогенератора или гидрогенератора). Метод самосинхронизации применяется для генераторов мощностью до 50 МВ·А.

После включения генератора на параллельную работу с мощной сетью при всяком случайном отклонении от синхронного вращения в обмотке статора машины возникают дополнительные токи и создают, взаимодействуя с магнитным полем ротора, синхронизирующие силы, восстанавливающие синхронное вращение.

#### 16-7. АСИНХРОННЫЙ ПУСК СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Вращающий момент синхронного двигателя при пуске равен нулю (§ 6-11), поэтому двигатель необходимо раскручивать тем или иным способом до частоты вращения, близкой к синхронной. В недалеком прошлом для раскручивания ненагруженного синхронного двигателя применялся специальный разгонный асинхронный двигатель небольшой мощности и синхронный двигатель синхронизировался с сетью как генератор при включении на параллельную работу. Сложность пуска была существенным недостатком синхронных двигателей, препятствовавшим их распространению. В настоящее время все эти трудности отпали благодаря применению очень простого а с и н х р о н н о г о п у с к а синхронного двигателя. Чтобы приспособить двигатель к такому пуску при явнополюсном роторе, в полюсные наконечники закладывается пусковая короткозамкнутая обмотка из медных или латунных стержней. Она напоминает беличье колесо асинхронной машины, но занимает лишь часть окружности ротора. В конструкции завода «Электросила» специальной короткозамкнутой обмотки на роторе двигателя нет, а ее роль выполняют сам массивный сердечник ротора и металлические клинья, заложённые в пазы ротора, а также бандаж, не имеющие с сердечником ротора электрического соединения.

Пуск двигателя состоит из двух этапов: первый этап — асинхронный набор частоты вращения при отсутствии возбуждения постоянным током и второй этап — втягивание в синхронизм после включения постоянного тока возбуждения. Во время первого этапа асинхронного пуска обмотка возбуждения отключается от источника

постоянного тока и замыкается на активное сопротивление  $r_{\text{пуск}}$  (рис. 16-13), превышающее активное сопротивление обмотки возбуждения в 10—15 раз. Не следует оставлять обмотку возбуждения разомкнутой, так как вращающееся поле может индуцировать в ней весьма значительную э. д. с., опасную для целостности изоляции. Но нецелесообразно было бы замыкать эту обмотку накоротко, так как в ней возникает значительный **о д н о ф а з н ы й т о к**, который будет тормозить ротор по достижении им половины синхронной частоты вращения. В большинстве случаев синхронные двигатели устанавливаются значительной мощности, поэтому для уменьшения

пусковых токов часто применяется понижение напряжения при пуске посредством включения двигателя через пусковой автотрансформатор (рис. 16-13) или через реактивную катушку. Для пуска сначала нужно замкнуть выключатель 2, посредством которого соединяются в звезду три фазные обмотки автотрансформатора АТ. Чтобы подать на входные зажимы автотрансформатора напряжение сети, следует замкнуть рубильник 1. Таким образом на зажимы статора синхронного двигателя СД подаются пониженные автотрансформатором линейные напряжения трехфазной системы. Под действием этих напряжений ротор двигателя приходит во вращение, как короткозамкнутый ротор асинхронного двигателя. Когда скольжение ротора будет достаточно мало, следует разомкнуть рубильник 2, благодаря чему напряжение на зажимах двигателя несколько повысится, так как теперь лишь часть каждой из фазных обмоток автотрансформатора играет роль реактивной катушки, включенной последовательно с фазной обмоткой двигателя и несколько ограничивающей своим сопротивлением пусковой ток. Следующая операция пуска заключается во включении двигателя на полное напряжение сети посредством замыкания рубильника 3. Но пока не включен постоянный ток, ротор вращается еще асинхронно. Пуск заканчивается включением постоянного тока возбуждения посредством переключателя 4. Под действием электромагнитных сил двигатель достигает синхронной частоты вращения и развивает требуемый вращающий момент. При таком пуске не нужны операции по синхронизации двигателя с сетью и операции пуска могут быть автоматизированы.

У мощных синхронных двигателей условия пуска и работы могут быть существенно улучшены посредством применения для питания

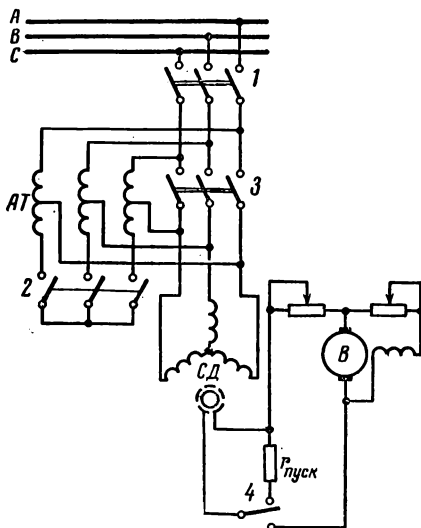


Рис. 16-13. Схема асинхронного пуска синхронного двигателя.

цепи возбуждения управляемых кремниевых вентилей — тиристоров (§ 11-7). Тиристорное управление током возбуждения повышает надежность работы двигателя и обеспечивает быстродействие регулирования, необходимое при ударных нагрузках и понижении напряжения в силовой сети, питающей двигатель. На рис. 16-14 дана принципиальная схема цепи возбуждения синхронного двигателя, в которой источником тока возбуждения служит выпрямительный мост (§ 7-5), соединенный с трехфазной сетью через трансформатор  $T_r$ .

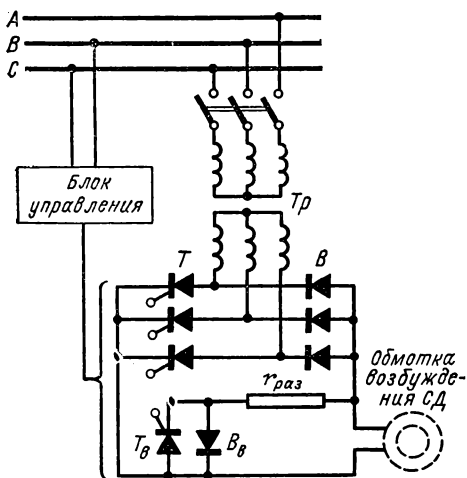


Рис. 16-14. Схема тиристорного управления цепью возбуждения синхронного двигателя.

Одно плечо этого моста образуют три тиристора  $T$ , а второе — три вентили  $B$ . Механические контакты для включения разрядного сопротивления  $r_{раз}$  (рис. 16-14) здесь заменены тиристором  $T_B$  и диодом  $B_B$ . Сигналы блока управления при пуске двигателя запирают тиристоры  $T$  и отпирают тиристор  $T_B$ . Этот последний вместе с вентилем  $B_B$  замыкает обмотку возбуждения на резистор  $r_{раз}$ . Через этот резистор замыкается переменный ток, индуктируемый в обмотке возбуждения при пуске двигателя.

Когда частота вращения ротора приближается к синхронной, тогда тиристоры  $T$  отпираются и в обмотку возбуждения

подается постоянный ток, а тиристор  $T_B$  запирается, отключая резистор  $r_{раз}$ , благодаря чему двигатель входит в синхронизм.

Механическая характеристика синхронного двигателя жесткая неподвижная, — изменения механической нагрузки на его валу изменяет только относительное угловое положение вращающегося ротора по отношению к вращающемуся с той же синхронной частотой магнитному полю. По этой причине синхронный двигатель применяется только для нерегулируемого привода, например для непрерывных нерегулируемых прокатных станов, компрессоров, поршневых насосов и т. п.

## 16-8. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЙ МОМЕНТ СИНХРОННОЙ МАШИНЫ

При параллельной работе синхронной машины с мощной сетью изменение момента, приложенное к валу машины, не нарушая ее синхронную частоту вращения, изменяет угол между полем ротора и результирующим полем машины.

Обоснуем теперь это положение с помощью упрощенной векторной диаграммы машины. Построение такой диаграммы удобно на-

чать с вектора напряжения сети  $\dot{U}$  (рис. 16-15), направив его вниз по оси ординат. Это напряжение уравнивается частью э. д. с., индуцируемой потоком ротора  $\Phi$  в обмотке якоря. Эту часть э. д. с. обозначим  $\dot{U}'$ , она равна по величине и противоположна по направлению вектору напряжения сети. В действительности на зажимах машины существует только одно напряжение  $\dot{U}$ , но построение условного вектора  $\dot{U}'$  делает диаграмму машины более наглядной; э. д. с.  $\dot{E}$ , индуцируемая потоком ротора, если пренебречь небольшим активным падением напряжения  $Ir$ , уравнивает напряжение сети и покрывает индуктивное падение напряжения самой обмотки, следовательно,

$$\dot{E} = \dot{U}' + Ijx. \quad (16-9)$$

Используя последнее выражение, можем построить вектор  $\dot{E}$ ; ток  $I$  отстает, по фазе от  $\dot{U}'$  на некоторый угол  $\varphi$ . Прибавив к  $\dot{U}'$  вектор  $Ijx$ , перпендикулярный  $I$ , получим вектор  $\dot{E}$ . Он образует с  $\dot{U}'$  угол  $\theta$ . Положение вектора потока ротора  $\Phi$  на диаграмме определяется тем, что он опережает индуцируемую им э. д. с.  $\dot{E}$  на  $90^\circ$ . Напомним, что напряжение  $Ijx = -\dot{E}_p - \dot{E}_{p.я}$ , т. е. равно сумме э. д. с., индуцируемых потоками рассеяния и реакции якоря. На основании этого уравнение (16-9) можно представить в следующем виде:

$$\dot{E} + \dot{E}_p + \dot{E}_{p.я} = \dot{U}',$$

т. е. напряжение  $\dot{U}'$  равно векторной сумме э. д. с., индуцируемых в обмотке тремя потоками машины. Но физически эти потоки образуют один результирующий магнитный поток  $\Phi_v$  (собственно поток в воздушном зазоре между ротором и статором). Следовательно, можно рассматривать  $\dot{U}'$  как э. д. с., индуцируемую результирующим магнитным потоком машины в ее обмотке якоря (статора). Это определяет положение вектора  $\Phi_v$  — он опережает вектор  $\dot{U}'$  на  $90^\circ$ .

Угол между векторами  $\Phi$  потока ротора и потока в воздушном зазоре  $\Phi_v$  равен углу сдвига фаз  $\theta$  между  $\dot{E}$  и  $\dot{U}'$ . Временному сдвигу фаз  $\theta$  между векторами потоков соответствует пространственный сдвиг на  $\theta/p$  между осями полюсов ротора и направлением результирующего поля машины (рис. 16-16). Условно полюсы поля машины на рисунке показаны пунктиром, положение их соответствует положению потока в воздушном зазоре.

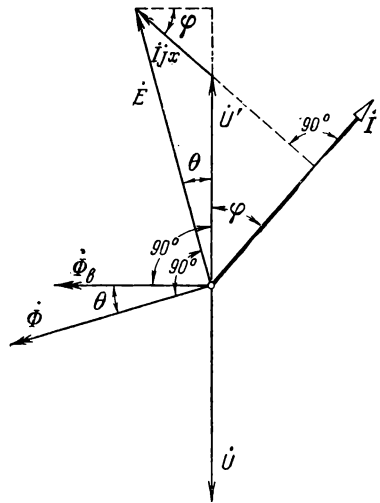
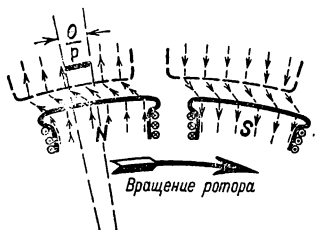


Рис. 16-15. Упрощенная векторная диаграмма синхронного генератора, работающего параллельно с сетью.

Обратимся теперь к зависимости электрической мощности и  $M_{э.м}$  — электромагнитного момента синхронной машины от угла  $\theta$ . Электрическая мощность всех трех фаз машины

$$P = 3EI \cos \psi = 3EI \cos (\theta + \varphi).$$

Построим на  $\vec{E}$ , как на гипотенузе, прямоугольный треугольник, часть катета которого будет  $\vec{U}'$ . Второй катет этого треугольника, противолежащий углу  $\theta$ ,



$$Ix \cos \varphi = E \sin \theta;$$

на основании той же диаграммы  $E \cos \psi = U' \cos \varphi$ , что дает возможность выразить электрическую мощность машины в следующей форме:

$$P = 3EU' \frac{\sin \theta}{x}. \quad (16-10)$$

Рис. 16-16. Пространственный сдвиг между осями полюсов ротора и результирующего поля синхронной машины.

Электромагнитный момент, создаваемый взаимодействием тока якоря с магнитным потоком машины, связан с ее электрической мощностью известным простым соотношением

$$M_{э.м} = P / \omega_p,$$

где  $\omega_p$  — синхронная скорость вращения ротора, поэтому

$$\omega_p = 2\pi n / 60 = 2\pi f / p,$$

на основании чего

$$M_{э.м} = \frac{3p}{2\pi f} EU' \frac{\sin \theta}{x}. \quad (16-11)$$

Обычно при работе машины параллельно с сетью напряжение последней практически не изменяется, следовательно, остается постоянным и равное ему по величине напряжение  $U'$ , а если не изменяется ток возбуждения, то остается постоянной и э. д. с.  $E$ . При этих условиях электрическая мощность и электромагнитный момент машины зависят только от угла  $\theta$ , причем эта зависимость синусоидальна, она называется угловой характеристикой синхронной машины (рис. 16-17); для мощности и момента она отличается лишь масштабом. Если  $\theta > 0$ , то мощность и момент положительны, машина работает в режиме генератора и отдает электрическую мощность, а электромагнитный момент при этом служит тормозящим моментом, который преодолевает первичный двигатель (например, паровая турбина).

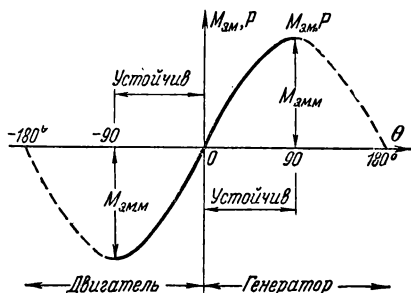


Рис. 16-17. Угловая характеристика синхронной машины.

Работа, совершаемая первичным двигателем в таких условиях, преобразуется в электрическую работу, отдаваемую генератором в сеть. При увеличении создаваемого первичным двигателем вращающего момента ротор машины вследствие сообщаемого ему ускорения увеличивает угол, и после нескольких колебаний около синхронной скорости восстанавливается равновесие вращающего момента первичного двигателя и тормозящего электромагнитного момента генератора. Таким же образом это равновесие восстанавливается при уменьшении вращающего момента первичного двигателя посредством уменьшения угла  $\theta$  и вызываемого этим снижения тормозящего электромагнитного момента.

Работа синхронной машины в режиме генератора устойчива при изменении  $\theta$  в пределах  $0-90^\circ$ . Значению  $\theta = 90^\circ$  соответствует максимальная электрическая мощность

$$P_{\text{макс}} = 3EU'/x \quad (16-12)$$

и максимальный электромагнитный момент

$$M_{\text{э.м.м}} = 3pEU'/\omega x. \quad (16-13)$$

Кривая  $M_{\text{э.м}} = F(\theta)$  за точкой  $\theta = 90^\circ$  соответствует области неустойчивой работы синхронного генератора.

В этих условиях вращающий момент первичного двигателя  $M_{\text{д}}$  превышает максимальный тормозящий электромагнитный момент генератора, так как увеличение  $\theta$  свыше  $90^\circ$  вызовет уменьшение тормозящего момента  $M_{\text{э.м}}$ . Избыток вращающего момента ( $M_{\text{д}} > M_{\text{э.м}}$ ) создает дальнейшее ускорение ротора, что обуславливает дальнейшее возрастание  $\theta$  и новое уменьшение тормозящего момента и т. д., пока генератор не выпадет из синхронизма. В таком случае нарушается автоматическая связь между частотой сети и частотой вращения ротора; э. д. с. машины и напряжение сети перестают уравнивать друг друга и токи в обмотках статора могут достигнуть весьма больших значений токов короткого замыкания, так как мгновенные значения э. д. с. статора и напряжения сети могут теперь складываться, а не вычитаться, как при нормальной работе. Практически при выпадении генератора из синхронизма его отключают от сети приборы автоматической защиты.

Уменьшение вращающего момента первичного двигателя синхронного генератора вызывает соответствующее уменьшение угла  $\theta$ , и когда  $\theta$  станет равным нулю, первичный двигатель будет лишь покрывать потери синхронной машины; в этих условиях при  $\theta = 0$  машина не будет отдавать энергию в сеть как генератор или потреблять ее из сети как двигатель. Этот режим будет промежуточным между режимами генератора и двигателя.

Если приложить к валу синхронной машины тормозящий момент, он вызовет некоторое замедление вращения ротора, вследствие чего угол  $\theta$  станет отрицательным. Это значит, что ротор отстанет на угол  $\theta/p$  от результирующего поля машины и последнее станет ведущим,

а ротор — ведомым. Перемена знака  $\theta$  вызывает изменение знака электрической мощности  $P$  и электромагнитного момента  $M_{э.м.}$ ; машина переходит в режим двигателя; она потребляет энергию из сети, ее электромагнитный момент становится вращающим моментом, уравновешивающим механический тормозящий момент, приложенный к валу машины.

В качестве исходных векторов для построения упрощенной векторной диаграммы машины при работе в режиме двигателя удобно использовать векторы  $\vec{U}$  и  $\vec{U}'$  (рис. 16-19). Будем считать, что возбуждение машины неизменно, и поэтому сохраним в диаграмме двигателя ту же длину для вектора  $\vec{E}$ , как и в диаграмме генератора (рис. 16-16), но отложим теперь  $\vec{E}$  отстающим от  $\vec{U}'$  на угол  $\theta$ . Направление вектора  $\vec{I}jx$  определяется условием  $\vec{U}' + \vec{I}jx = \vec{E}$ , т. е. он должен замыкать треугольник напряжений. Вектор  $\vec{I}$  должен отставать от  $\vec{I}jx$  на  $90^\circ$ ; чтобы определить его направление, продолжим  $\vec{I}jx$  и на эту прямую опустим перпендикуляр из начала координат, а на этом перпендикуляре отложим  $\vec{I}$ . Теперь  $\vec{I}$  отстает от  $\vec{U}'$  более чем на  $90^\circ$ . Положительную мощность ток  $\vec{I}$  образует не с  $\vec{U}'$ , а с напряжением сети  $\vec{U}$ . Векторы потоков  $\Phi$  и  $\Phi_v$  строим каждый под углом  $90^\circ$  к вектору индуктируемой им э. д. с. (т. е.  $\vec{E}$  и  $\vec{U}'$ ).

По форме своей угловая характеристика синхронного двигателя не отличается от угловой характеристики синхронного генератора, но строится она в другом квадранте координат (рис. 16-17). По тем же соображениям, как и для генератора, режим двигателя устойчив при изменении  $\theta$  в пределах от 0 до  $-90^\circ$  и неустойчив при  $\theta > 90^\circ$ , когда возрастание  $\theta$  не увеличивает, а уменьшает вращающий электромагнитный момент. Если механический тормозящий момент, приложенный к валу двигателя, превзойдет максимальное значение вращающего электромагнитного момента  $M_{э.м. макс.}$ , то произойдет выпадение двигателя из синхронизма — ротор постепенно уменьшит частоту вращения и, наконец, остановится, э. д. с. в обмотке статора уменьшится до нуля, а токи достигнут весьма больших значений, во много раз превышающих номинальные. В этом случае автоматическая защита должна отключить машину от сети.

Работающая параллельно с сетью синхронная машина нагружается как в режиме генератора, так и в режиме двигателя путем изменения момента, приложенного к валу; автоматически при замене вращающего момента тормозящим она переходит от режима генератора к режиму двигателя. Однако практически такой переход генератора на электростанции в режим двигателя совершенно неприемлем и предупреждается защитой, а переход двигателя в режим генератора маловероятен и используется лишь кратковременно для целей быстрого торможения. Полезно иметь в виду, что по ряду деталей устройства (меньший воздушный зазор, пусковая короткозамкнутая обмотка и т. д.) современный синхронный двигатель существенно отличается от синхронного генератора.



## 16-9. ВЛИЯНИЕ ИЗМЕНЕНИЙ ТОКА ВОЗБУЖДЕНИЯ НА РЕАКТИВНЫЙ ТОК ДВИГАТЕЛЯ

Ценной особенностью синхронной машины, а в особенности синхронного двигателя, является возможность регулирования ее реактивного тока (а следовательно, и  $\cos \varphi$ ) посредством изменения постоянного тока возбуждения. Эти свойства можно пояснить следующими положениями. Активный ток  $I_a = I \cos \varphi$  при постоянном напряжении сети пропорционален моменту, приложенному извне к валу машины (тормозящему — в случае двигателя, вращающему — в случае генератора). Пока этот момент постоянен, не может существенно измениться и активный ток.

Кроме того, режим машины определяется условием электрического равновесия (16-9). Путем изменения постоянного тока возбуждения можно изменять э. д. с., индуцируемую в обмотке переменного тока. Напряжение сети поддерживается постоянным, поэтому изменения э. д. с.  $\dot{E}$  согласно (16-9)  $\dot{I}jx = \dot{E} - \dot{U}'$  должны вызывать изменения тока статора  $I$ . При постоянном моменте активная составляющая тока  $I_a$  постоянна, поэтому изменяться может лишь его реактивная составляющая — реактивный ток. Следовательно, на векторной диаграмме синхронного двигателя (рис. 16-19) геометрическим местом конца вектора тока должна служить прямая, проведенная перпендикулярно вектору напряжения на расстоянии от него, равном (в масштабе построения)  $I_a$ .

Чтобы уточнить зависимость положения вектора тока от значения э. д. с.  $E$ , обратимся к уравнению мощности, потребляемой двигателем:  $P = UI \cos \varphi$ . Постоянству момента соответствует постоянство мощности, и, кроме того  $U : x = \text{const}$ , поэтому, разделив и умножив выражение мощности на  $x$ , найдем, что

$$Ix \cos \varphi = \text{const.} \quad (16-14)$$

Векторная диаграмма двигателя показывает, что эта постоянная величина изображается перпендикулярами, опущенными из конца вектора  $\dot{E}$  на вектор  $\dot{U}'$  (рис. 16-19). Согласно условию (16-14) длина этого перпендикуляра постоянна (при постоянных моменте на валу и напряжении сети); поэтому при всех изменениях э. д. с.  $E$ , вызываемых регулированием тока возбуждения, конец вектора  $\dot{E}$  должен перемещаться по прямой, проведенной параллельно вектору  $\dot{U}'$  на расстоянии  $Ix \cos \varphi$ . Теперь, чтобы найти положение вектора тока  $\dot{I}$ , нужно сначала построить прямые — геометрические места векторов  $\dot{E}$  и  $\dot{I}$ . Затем на основании заданного значения  $E$  следует

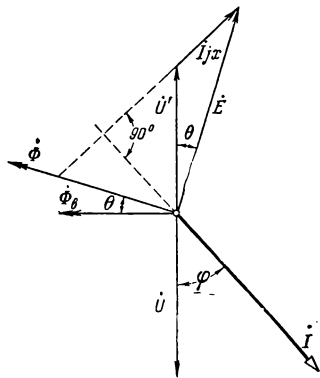
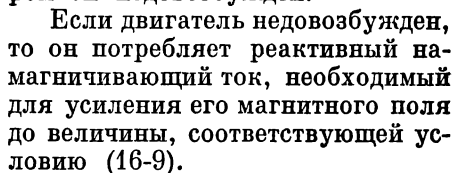


Рис. 16-18. Упрощенная векторная диаграмма синхронного двигателя.

к вектору  $I_x$ . Мы видим, что ток двигателя опережает по фазе напряжение сети, когда  $E \cos \theta > U$ , и отстает от напряжения, когда  $E \cos \theta < U$ . В первом случае двигатель перевозбужден, во втором он недовозбужден.



Если двигатель перевозбужден, мгновенные значения его э. д. с.  $e$  больше мгновенных значений напряжения сети  $u$  и избыток э. д. с. создает реактивный ток, опережающий по фазе напряжение сети (рис. 16-19), при этом соответствующая мгновенная мощность будет увеличиваться, пока возрастает (по модулю) напряжение, и уменьшаться, когда это напряжение убывает. Следовательно, при перевозбуждении синхронного двигателя имеют место колебания энергии такие же, как в цепи переменного тока, содержащей емкость (см. рис. 5-18, *в*).

Таким образом, перевозбужденный синхронный двигатель может, подобно емкости, улучшать общий cos  $\phi$  промышленного предприятия, снижаясь индуктивными токами асинхронных двигателей.

Рис. 16-19. Геометрические места векторов э. д. с. и тока при изменении возбуждения двигателя.

Зависимость тока двигателя от тока возбуждения изображается U-образной кривой, минимум которой соответствует  $\cos \varphi = 1$ .

Но так как обмотка двигателя рассчитана на определенный ток  $I$ , складывающийся из активного тока  $I_a$  и реактивного  $I_p$ ,

$$I = \sqrt{I_a^2 + I_p^2},$$

т. е. чем больше загружена машина реактивным током, то тем меньше возможность ее загрузки активным током для отдачи мощности на валу в качестве двигателя.

Возбудителями для современных двигателей в большинстве случаев служат питаемые от сети полупроводниковые вентили. Они могут быть соединены с компактным полупроводниковым устройством, автоматически поддерживающим определенное значение  $\cos \varphi$ . То обстоятельство, что синхронный двигатель может всегда работать при  $\cos \varphi = 1$ , является причиной его меньших габаритов и более высокого к. п. д. по сравнению с асинхронным двигателем. Обмотка статора последнего рассчитывается на активный и реактивный токи, а та же обмотка синхронного двигателя — на один активный ток. При равной номинальной мощности присоединенная мощность асинхронного двигателя существенно больше.

## Глава семнадцатая

### ЭЛЕКТРОПРИВОД

#### 17-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Электроприводом называется часть машинного устройства, состоящая из электродвигателя, передаточного механизма к рабочей машине (машине-орудию) и всей аппаратуры для управления электродвигателем.

Здесь рассматриваются только общие вопросы, относящиеся к выбору электродвигателя для привода рабочей машины.

До появления электропривода первичным двигателем в крупной промышленности была паровая машина, она работала через ременную или канатную передачу на общую трансмиссию, соединенную ременными передачами с группой станков. Сначала принцип группового привода был сохранен, когда электродвигатель заменил у трансмиссии паровую машину. Но механическая передача от первичного двигателя к станку через трансмиссию, а затем через большее или меньшее число последовательно включенных канатных, ременных, зубчатых и других передач неизбежно связана с большими потерями энергии в передающих устройствах (часто больше 50%). Кроме того, подобные устройства занимают много места. Эти недостатки группового привода устраняются при переходе к **о д и н о ч н о м у п р и в о д у**, при котором электродвигатель работает только на один станок и соединяется с ним по возможности непосредственно. В СССР примерно к 1930 г. одиночный привод сменил групповой. Это усовершенствование привода было одним из результатов реконструкции промышленности в ходе индустриализации страны<sup>1</sup>.

Следующим шагом в общем усовершенствовании привода явилось уменьшение потерь при передаче энергии внутри самой машины-

---

<sup>1</sup> По коэффициенту электрификации (отношению установленной мощности электродвигателей к общей установленной мощности двигателей всех видов) СССР с 1938 г. стоит на первом месте в мире, оставив далеко позади большинство капиталистических стран.

орудия. При наличии только одного электродвигателя в ряде случаев необходимы специальные устройства (зубчатки, ремни, эксцентрики и т. п.) для передачи энергии внутри рабочей машины. Естественным развитием электропривода было устранение механического звена при передаче энергии внутри машины — переход к многодвигательному приводу одной рабочей машины. В подобном устройстве отдельные рабочие органы машины имеют свой индивидуальный привод. Применение электродвигателя с изменяемой частотой вращения решает задачу регулирования скорости движения данного

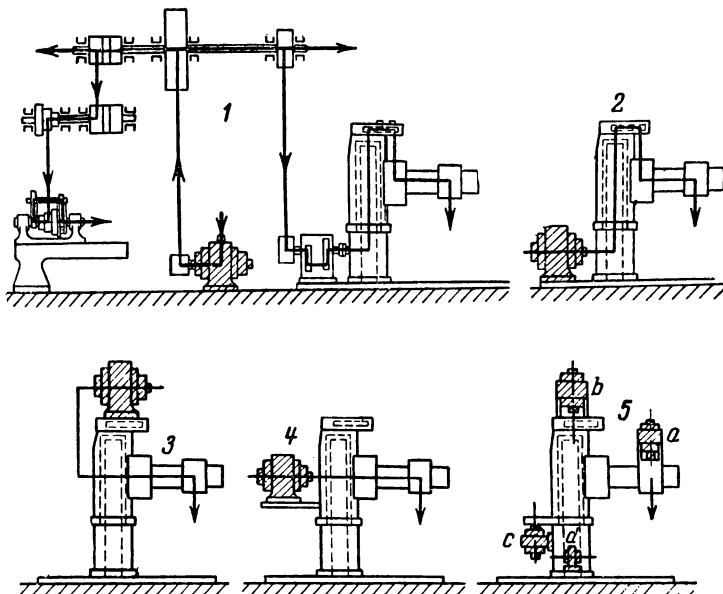


Рис. 17-1. Постепенный переход от группового привода к многодвигательному приводу рабочих органов радиально-сверлильного станка.

рабочего органа машины. Это дает возможность отказаться от соответствующих сложных механических устройств (коробок скоростей и т. п.). Непосредственное соединение электродвигателя с рабочим органом машины делает целесообразным взаимное приспособление того и другого, в результате чего в ряде современных станков электрическое оборудование и механическое оборудование настолько объединены, что затруднительно указать границы между ними.

В качестве примера постепенного приближения электродвигателя к рабочим органам машины-орудия на рис. 17-1 показан схематически переход от группового привода 1 через постепенно совершенствуемый одиночный привод (2, 3, 4) к многодвигательному (5) приводу рабочих органов радиально-сверлильного станка.

Применение электропривода позволяет также заменить механическое управление работой машины-орудия посредством сцепных

муфт, фрикционных, приводных ремней и т. п. электрическим управлением (в большинстве случаев кнопочным). Этот процесс усовершенствования привода продолжается и в наши дни. Электрическое управление рабочей машиной требует изменения не только ее конструкции, но и ее эксплуатации. Появляется возможность, быстро выполняя необходимое регулирование, ускорить рабочие циклы, а следовательно, резко повысить темпы работы и производительность машины. Вместе с тем быстрое чередование рабочих операций в ряде случаев делает необходимым освобождение человека от труда по контролю и управлению периодически повторяющимися рабочими циклами машины-орудия.

Автоматизация электропривода применяется как в сложных, так и в простых приводах, как для управления многочисленными электродвигателями блюминга (прокатного обжимного стана) общей мощностью порядка нескольких тысяч киловатт, так и для управления простейшим короткозамкнутым асинхронным двигателем мощностью меньше 1 кВт. В последнем случае автоматически производятся лишь простейшие операции — пуск двигателя в ход и его остановка; в других случаях автоматически выполняются весьма сложные производственные процессы — осуществление определенной последовательности операций или работа по шаблону; автоматически действующая защита от перегрузок и повреждений и т. д. Автоматизация необходима: для управления мощными механизмами, для сложных приводов, требующих быстрой и частой регулировки частоты вращения двигателей, для привода с частым пуском двигателя в ход (например, у блюминга пуск в ход ряда механизмов повторяется до 2 000 раз в час).

Автоматические линии машин представляют собой дальнейшее развитие автоматики в промышленном производстве. Это — группа машин, выполняющих последовательно одна за другой цикл операций по обработке изделий, причем эти изделия автоматически перемещаются от одной машины к другой (рис. 17-2). Рабочий, обслуживающий автоматическую линию, выполняет роль командира группы машин, и, таким образом, в производстве исчезают существенные различия между физическим и умственным трудом, что характерно для будущего коммунистического общества.

Для проектирования электропривода необходимо знать кинематику и условия работы машины-орудия. Нагрузка на валу электродвигателя складывается из статической и динамической нагрузок. Первая обуславливается полезными и вредными сопротивлениями движению (от сил трения, резания, веса и т. п.); вторая возникает при изменениях кинетической энергии в системе привода вследствие изменения скорости движения тех или иных частей устройства. В соответствии с этим момент, развиваемый двигателем,

$$M_{\text{дв}} = M_{\text{ст}} + M_{\text{дин}} = M_{\text{ст}} + J \, d\omega/dt. \quad (17-1)$$

В этом выражении  $M_{\text{ст}}$  — статический момент, обусловленный силами полезных и вредных сопротивлений. Он может не зависеть

от частоты вращения (рис. 17-3, прямая 1), если он создается трением, силами сопротивления при резании металла и т. п., или он может в какой-то степени зависеть от частоты вращения, — например

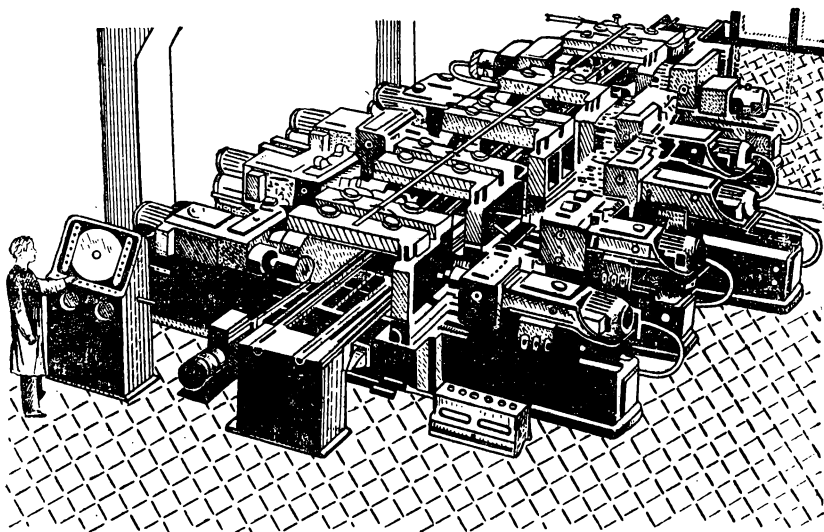


Рис. 17-2. Автоматическая линия машин.

у центробежного насоса, питающего систему с постоянным напором, статический момент складывается из постоянной составляющей и составляющей, пропорциональной квадрату частоты вращения (рис. 17-3, кривая 2). Момент может зависеть от скорости линейно (3) и нелинейно (4).

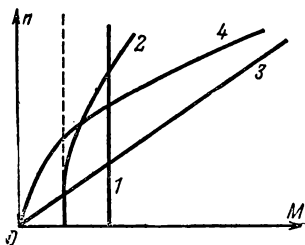


Рис. 17-3. Зависимость статического момента от частоты вращения.

Входящая в уравнение моментов (17-1) величина

$$M_{\text{дин}} = J \frac{d\omega}{dt}$$

называется динамическим моментом. Этот момент может быть как положительным, так и отрицательным.

Величина  $J$ , которой  $M_{\text{дин}}$  пропорционален, называется моментом инерции и. Это — взятая для всего тела сумма

произведений масс  $m_k$  отдельных частиц тела на квадрат расстояния  $R_k$  соответствующей частицы от оси вращения:

$$J = \sum_{k=1}^n m_k R_k^2.$$

Обычно момент инерции удобно выразить как произведение массы тела на квадрат радиуса инерции  $R_{ин}$ , т. е.

$$J = \sum_{k=1}^n m_k R_k^2 = m R_{ин}^2, \quad (17-2)$$

где  $R_{ин}$  — расстояние от оси вращения, на котором нужно сосредоточить в одной точке всю массу тела, чтобы получить момент инерции, равный фактическому при распределенной массе. Радиусы инерции простейших тел указываются в справочных таблицах.

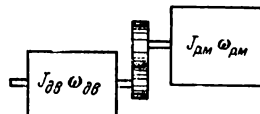
Вместо момента инерции в расчетах приводов часто применяется понятие **махового момента** — величины, связанной с моментом инерции простым соотношением:

$$J = GD^2/4g, \quad (17-3)$$

где  $G$  — вес тела;  $D = 2R_{ин}$  — диаметр инерции;  $g = 9,81$  — ускорение силы тяжести.

При постоянном маховом моменте

$$M_{дв} = M_{ст} + \frac{GD^2}{375} \frac{dn}{dt}, \quad (17-4)$$



где коэффициент  $375 = g \cdot 4 \cdot 30 / \pi = 9,81 \cdot 4 \cdot 30 / \pi$  имеет размерность ускорения.

Маховые моменты роторов и якорей электродвигателей обычно указываются в каталогах. Желательно, чтобы приводной электродвигатель был соединен с рабочим органом машины-орудия (например, с резцом) непосредственно, без каких-либо промежуточных зубчатых или ременных передач. Однако в большом числе случаев это неосуществимо из-за того, что рабочий орган должен иметь относительно небольшую частоту вращения, порядка 50—300 об/мин. Изготавливать специальный тихоходный электродвигатель невыгодно. Он будет иметь слишком большие габариты и массу. Рациональнее с тихоходным приводом соединить через редуктор нормальный электродвигатель (750—3000 об/мин).

Но при расчетах сложной системы привода с вращательными или поступательными движениями и различными скоростями отдельных ее элементов целесообразно заменить ее приведенной системой — упрощенной системой, состоящей из одного элемента, вращающейся с частотой электродвигателя. При переходе к приведенной системе от действительной моменты в системе пересчитываются таким образом, чтобы остались неизменными энергетические условия.

Например, двигатель, угловая скорость вала которого  $\omega_{дв}$ , соединен через одноступенчатую зубчатую передачу с рабочей машиной (рис. 17-4), угловая скорость которой  $\omega_{р.м}$ . Если пренебречь

Рис. 17-4. Схема соединения двигателя с рабочей машиной через одноступенчатую зубчатую передачу.

потерями в передаче (они учитываются в приведенной системе), то из условия неизменности мощности следует:

$$M_{ст\omega_{дв}} = M_{р,м\omega_{р,м}}$$

или

$$M_{ст} = M_{р,м\omega_{р,м}/\omega_{дв}} = M_{р,м}/k_{пер}, \quad (17-5)$$

где  $M_{ст}$  — искомый статический момент рабочей машины, приведенный к валу двигателя (т. е. к угловой скорости вала двигателя);  $M_{р,м}$  — действительный статический момент рабочей машины на ее валу;  $k_{пер} = \omega_{дв} : \omega_{р,м}$  — передаточное число от двигателя к рабочей машине.

Если рабочий орган под действием силы  $F_{р,м}$  выполняет не вращательные, а поступательные движения со скоростью  $v_{р,м}$ , то на основании неизменности мощности

$$M_{ст\omega_{дв}} = F_{р,м}v_{р,м}$$

и, следовательно, искомый приведенный статический момент

$$M_{ст} = F_{р,м}v_{р,м}/\omega_{дв}. \quad (17-6)$$

В приведенной системе должны быть представлены и приведенные моменты инерции или приведенные маховые моменты (приведение маховых масс к одной оси).

Приведенный момент инерции системы есть момент инерции системы, состоящей только из элементов, вращающихся с частотой вращения вала двигателя  $\omega_{дв}$ , но обладающих запасом кинетической энергии, равным запасу кинетической системы приводимой действительной системы. Из условия неизменности кинетической энергии следует, что для системы, состоящей из соединенных через одну зубчатую передачу двигателя и вращающейся с угловой скоростью  $\omega_{р,м}$ , обладающей моментом инерции  $J_{р,м}$ , рабочей машины,

$$J_{пр}\omega_{дв}^2/2 = J_{дв}\omega_{дв}^2/2 + J_{р,м}\omega_{р,м}^2/2$$

или искомый приведенный момент инерции системы

$$J_{пр} = J_{дв} + J_{р,м}(\omega_{р,м}/\omega_{дв})^2 = J_{дв} + J_{р,м}/k_{пер}^2. \quad (17-7)$$

Те же соотношения справедливы и для маховых моментов, следовательно, приведенный маховой момент для указанной выше системы двигатель — зубчатая передача — рабочая машина

$$(GD^2)_{пр} = (GD^2)_{дв} + (GD^2)_{р,м}/k_{пер}^2. \quad (17-8)$$

Таким образом, для сложного привода в уравнениях (17-1) и (17-4) подразумеваются приведенные значения статических моментов и моментов инерции. Если известен момент  $M$ , выраженный в кг·м и частота вращения  $n$ , об/мин, то соответствующая мощность  $P$ , кВт,

$$P = Mn/975. \quad (17-9)$$



## 17-2. ОСНОВНЫЕ РЕЖИМЫ РАБОТЫ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

Длительность работы и ее характер определяют рабочий режим привода. Для электропривода принято различать три основных режима работы: длительный, кратковременный и повторно-кратковременный.

Длительный режим (согласно ГОСТ 16593-71) — это режим работы такой длительности, при которой температура всех устройств электропривода достигает установившегося значения (рис. 17-5, а).

В качестве примеров механизмов с длительным режимом работы можно назвать: центробежные насосы насосных станций, вентиляторы, компрессоры, конвейеры непрерывного транспорта, дымососы, бумагоделательные машины, машины для отделки тканей и т. д.

При кратковременном режиме рабочий период относительно краток (рис. 17-5, б) и температура двигателя не успевает достигнуть установившегося значения. Перерыв же в работе исполнительного механизма достаточно велик для того, чтобы двигатель успевал охладиться практически до температуры окружающей

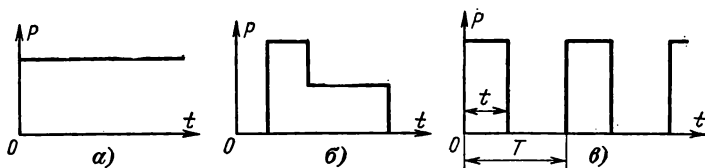


Рис. 17-5. Временные характеристики основных режимов работы электроприводов.

среды. Такой режим работы характерен для самых различных механизмов кратковременного действия: шлюзов, разводных мостов, подъемных шасси самолетов и многих других.

При повторно-кратковременном (прерывистом) режиме (рис. 17-5, в) периоды работы чередуются с паузами (остановка или холостой ход), причем ни в один из периодов работы температура двигателя не достигает установившегося значения, а во время снятия нагрузки двигатель не успевает охладиться до температуры окружающей среды.

Характерной величиной для повторно-кратковременного режима является отношение рабочей части периода ко всему периоду  $T$ . Эта величина именуется относительной продолжительностью работы (ПР %) или относительной продолжительностью включения (ПВ %). Примерами механизмов с повторно-кратковременным режимом работы могут служить: краны, ряд металлорежущих станков, прокатные станы, буровые станки в нефтяной промышленности и т. д.

В соответствии с основными видами режимов работы электропривода различно определяется и номинальная мощность электродвигателя. Условия нагревания и охлаждения двигателя при повторно-кратковременном режиме существенно отличаются от условий работы в длительном режиме.

Например, условия охлаждения обмотки возбуждения двигателя постоянного тока параллельного возбуждения практически остаются неизменными и при остановке двигателя, а условия охлаждения якоря при остановке сильно ухудшаются. По этой причине двигатель постоянного тока, рассчитанный для длительного режима на неизменные условия охлаждения, при повторно-кратковременном режиме будет использоваться нерационально: при предельно допустимом нагреве обмотки якоря и коллектора обмотка возбуждения будет нагреваться значительно ниже допустимой температуры.

Следовательно, целесообразно для повторно-кратковременного режима изготавливать двигатели специальных типов. Руководствуясь этим (ГОСТ 183-55), электропромышленность изготавливает электродвигатели, рассчитанные на три различных номинальных режима: продолжительный, кратковременный и повторно-кратковременный. Соответствующее указание делается на щитке электродвигателя, под его н о м и н а л ь н о й м о щ н о с т ь ю следует понимать полезную механическую мощность, которую двигатель может отдавать на валу в течение времени, соответствующего его номинальному режиму, т. е. длительно, кратковременно или же повторно-кратковременно при определенной продолжительности включения.

### 17-3. ВЫБОР МОЩНОСТИ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ

Номинальная мощность, указываемая на щитке двигателя, определяется для условной стандартной температуры окружающей среды, равной 35 °С. Если температура окружающей среды будет выше 35 °С, то длительная мощность двигателя будет меньше указанной на щитке.

В течение весьма короткого промежутка времени двигатель может развивать мощность, значительно большую, чем номинальная. М г н о в е н н а я п е р е г р у з о ч н а я м о щ н о с т ь двигателя — это наибольшая мощность, которую двигатель может отдать на валу в течение весьма малого промежутка времени без каких-либо повреждений. Такая мощность определяется в большинстве случаев электрическими свойствами двигателя (максимальным моментом у асинхронных двигателей или условиями коммутации у двигателей постоянного тока), а иногда и механической конструкцией двигателя. Мгновенные перегрузочные свойства электродвигателя обычно характеризуются к о э ф ф и ц и е н т о м п е р е г р у з к и по м о м е н т у  $\lambda_{\text{мом}}$ , т. е. отношением максимального кратковременно допустимого перегрузочного момента к номинальному:  $\lambda_{\text{мом}} = M_{\text{м}} / M_{\text{ном}}$ . Для большинства электродвигателей  $\lambda_{\text{мом}} = 3 \div 4$ . Величина порядка двух (у специальных электродвигателей  $\lambda_{\text{ном}} = 3 \div 4$ ).

Часто по условиям привода важна перегружаемость электродвигателя не мгновенная, а на определенный, относительно короткий промежуток времени. В соответствии с этим требованием указывается к р а т к о в р е м е н н а я п е р е г р у з о ч н а я м о щ н о с т ь двигателя (временная мощность) — это мощность, которую двигатель может отдавать в течение определенного ограниченного промежутка

времени (5, 10, 15, 30 мин и т. д.), после чего двигатель должен быть отключен на столько времени, чтобы он успел охладиться до температуры окружающей среды. Для одного и того же двигателя соотношения между его длительной, перегрузочной и кратковременной перегрузочной мощностями зависят от электрической характеристики и конструкции двигателя.

Правильный выбор мощности электродвигателя для привода должен обеспечивать экономичную, производительную и надежную работу машины-орудия. Установка двигателя большей мощности, чем это необходимо по условиям привода, вызывает излишние потери энергии при работе машины, обуславливает дополнительные капитальные затраты и увеличение габаритов двигателя. Установка двигателя недостаточной мощности снижает производительность рабочей машины и делает ее работу ненадежной, а сам электродвигатель в подобных условиях легко может быть поврежден.

Двигатель должен быть выбран так, чтобы его мощность использовалась возможно полнее. Во время работы двигатель должен нагреваться примерно до предельно допустимой температуры, но не выше ее. Кроме того, двигатель должен нормально работать при возможных временных перегрузках и развивать пусковой момент, требуемый данной рабочей машиной. В соответствии с этим мощность двигателя выбирается в большинстве случаев на основании условий нагревания (выбор мощности по нагреву), а затем производится проверка соответствия перегрузочной способности двигателя условиям пуска машины и временным перегрузкам. Иногда (при большой кратковременной перегрузке) приходится выбирать двигатель, исходя из требуемой максимальной мощности. В подобных условиях длительная мощность двигателя часто полностью не используется.

Простым является выбор мощности двигателя для привода с длительным режимом работы, при постоянной или мало изменяющейся нагрузке на валу. В этих случаях мощность двигателя должна быть равна мощности нагрузки, а проверки на нагрев и перегрузку во время работы не нужны. Однако необходимо проверить, достаточен ли пусковой момент двигателя для пусковых условий данной машины.

Мощность длительной нагрузки ряда хорошо изученных механизмов определяется на основании проверенных практикой теоретических расчетов.

Например, мощность двигателя ( $P$ , кВт) для вентилятора

$$P = Vh/102\eta_{\text{вен}}\eta_{\text{пер}},$$

где  $V$  — количество нагнетаемого или всасываемого воздуха, м<sup>3</sup>/с;  $h$  — давление или разрежение, мм вод. ст. (напор вентилятора: у крыльчатых вентиляторов 4—10, у центробежных — до 400);  $\eta_{\text{вен}}$  — к. п. д. вентилятора (у крыльчатых вентиляторов 0,2—0,35, у центробежных — до 0,8);  $\eta_{\text{пер}}$  — к. п. д. передачи от двигателя к вентилятору.

В приведенной формуле произведение  $Vh$  представляет собой полезную мощность вентилятора, а 102 — коэффициент для перевода мощности в киловатты,

Во многих случаях для расчета мощности двигателя приводов длительной нагрузки используются эмпирические формулы, проверенные длительной практикой.

Для малоизученных приводов длительной нагрузки мощность двигателя часто определяется на основании удельного расхода энергии при выпуске продукции или экспериментально путем испытания привода.

При кратковременном, повторно-кратковременном и длительном с переменной нагрузкой режимах важно знать закон изменения во времени превышения температуры  $\vartheta$  двигателя. Электрическая машина с точки зрения нагревания представляет собой весьма сложное тело. Тем не менее при расчетах, не требующих большой точности, можно считать электрическую машину однородным телом.

Это дает возможность применить к ней упрощенное уравнение нагревания (см. § 1-4)

$$Q_0 dt = C d\vartheta + H\vartheta dt, \quad (17-10)$$

где  $C$  — теплоемкость машины;  $H$  — ее теплоотдача;  $Q_0$  — тепло, выделяющееся в машине в единицу времени.

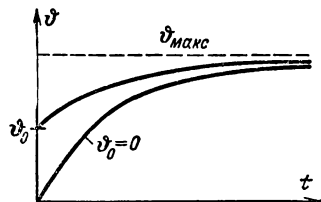


Рис. 17-6. Кривые нагревания при отсутствии и при наличии начального превышения температуры.

Далее, при  $t=\infty$   $Q_0 dt = H\vartheta_{\text{макс}} dt$  и  $\vartheta_{\text{макс}} = Q_0/H$ , на основании чего

$$\vartheta_{\text{макс}} dt = \frac{C}{H} d\vartheta + \vartheta dt.$$

Решая это уравнение, получаем:

$$Ae^{-t/\tau} = \vartheta_{\text{макс}} - \vartheta,$$

где  $\tau = C/H$  — постоянная времени нагрева машины, определяемая экспериментально.

При  $t=0$  превышение температуры  $\vartheta = \vartheta_0$ , т. е. начальному превышению температуры машины, на основании чего постоянная  $A = \vartheta_{\text{макс}} - \vartheta_0$ , а закон нарастания температуры машины будет иметь вид:

$$\vartheta = \vartheta_{\text{макс}} - (\vartheta_{\text{макс}} - \vartheta_0)e^{-t/\tau}. \quad (17-11)$$

Таким образом, в данном случае, как и при  $\vartheta_0=0$ , превышение температуры возрастает по показательному закону, стремясь к значению  $\vartheta_{\text{макс}}$ . Наличие начального превышения температуры лишь изменяет скорость повышения температуры, не изменяя характера процесса (рис. 17-6). Постоянная времени машины — величина, определяющая скорость изменения температуры, находится экспериментально при типовом испытании электрической машины.

При различных значениях длительной нагрузки одной и той же машины кривые  $\vartheta = F(t)$  будут отличаться лишь ординатами (рис. 17-7). Наибольшее допустимое для данной машины превышение температуры изображается  $\vartheta_{\text{ном}}$ . На рисунке это — параллельная

оси абсцисс прямая, которая пересекает кривые нагрева, соответствующие различным значениям нагрузки электродвигателя.

Абсцисса точки пересечения определяет тот промежуток времени  $t_k$ , в течение которого двигатель может быть временно загружен до мощности  $P_k$ , представляющей собой перегрузку по отношению к его номинальной (длительной) мощности. Кривая нагрева, асимптотически приближающаяся к  $\vartheta_{ном}$ , соответствует номинальной мощности двигателя  $P_{ном}$ . При нагрузках, меньших чем  $P_{ном}$ , мощность двигателя полностью не используется. Однако если двигатель загружается до номинальной мощности только на относительно короткое время, то по существу он тоже используется не полностью. Целесообразно его кратковременно перегрузить, и чем меньше длительность работы, тем больше должна быть эта перегрузка. Наглядно это показывают кривые на рис. 17-7. Предел повышению нагрузки двигателя по мере уменьшения длительности включения поставлен мгновенной перегрузочной мощностью двигателя, опре-

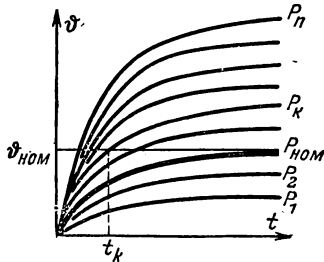


Рис. 17-7. Кривые нагрева при различной величине нагрузки двигателя.

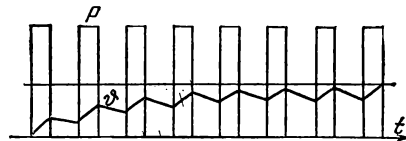


Рис. 17-8. Кривая превышения температуры при повторно-кратковременном режиме.

деляемой его электрическими свойствами (максимальным моментом  $\hat{u}$  асинхронного двигателя, условиями коммутации у машин постоянного тока и т. п.).

При повторно-кратковременной нагрузке двигатель попеременно то нагревается, то охлаждается. Его температура во время каждого цикла зависит при этом от предыдущего теплового состояния.

Кривая нагрева и охлаждения в подобных условиях показана на рис. 17-8. Конечное превышение температуры каждой данной части цикла является начальным превышением температуры для последующей части цикла. Если во время той или иной части цикла наступает значительное изменение условий охлаждения (остановка двигателя или заметное изменение частоты вращения), то это изменяет  $\tau = C/H$  — постоянную времени двигателя, что должно быть учтено при построении кривых.

Определение мощности двигателя по условиям нагрева посредством построения кривых нагрева (или соответствующим аналитическим методом) требует значительной затраты времени и не дает точных результатов. Здесь эти построения приведены лишь, чтобы наглядно показать картину изменения нагрева двигателя при переменной нагрузке. В большинстве случаев для такого выбора

мощности двигателя применяются более простые методы, в частности метод эквивалентного тока.

В основу метода эквивалентного тока положено допущение, что при переменной нагрузке двигателя его средние потери должны быть равны потерям при длительно неизменной (номинальной) нагрузке. Как известно, потери двигателя складываются из постоянных  $P_{\text{пост}}$  и переменных  $P_{\text{пер}}$ . К постоянным относятся потери на трение, потери в стали (у асинхронных двигателей и двигателей постоянного тока с параллельным возбуждением) и потери на возбуждение у синхронных двигателей и двигателей с параллельным возбуждением. Переменные потери можно считать пропорциональными квадрату рабочего тока  $I$  двигателя и сопротивлению соответствующей обмотки  $r$ , причем приближенно можно считать последнее постоянным. Если сила тока изменяется за соответствующие промежутки времени, то за все рабочее время  $\sum t = T$  суммарные потери двигателя будут:

$$(P_{\text{пост}} + I_1^2 r) t_1 + (P_{\text{пост}} + I_2^2 r) t_2 + \dots + (P_{\text{пост}} + I_k^2 r) t_k + \dots + (P_{\text{пост}} + I_n^2 r) t_n.$$

При эквивалентной неизменной нагрузке током  $I_{\text{ЭК}}$  за то же время  $T$  потери двигателя должны быть равны:

$$(P_{\text{пост}} + I_{\text{ЭК}}^2 r) T.$$

Нагревание двигателя, обусловленное потерями, в обоих случаях должно быть одинаковым. Приравнивая потери при переменной нагрузке потерям при постоянной нагрузке, определяем эквивалентную силу тока:

$$I_{\text{ЭК}} = \sqrt{\frac{I_1^2 t_1 + I_2^2 t_2 + \dots + I_k^2 t_k + \dots + I_n^2 t_n}{t_1 + t_2 + \dots + t_k + \dots + t_n}}. \quad (17-12)$$

На основании этой эквивалентной силы тока и напряжения можно определить номинальную мощность двигателя.

Метод эквивалентного тока можно применять лишь при условии постоянства потерь в стали и на трение в течение всего рабочего времени. Такому условию, например, не удовлетворяет двигатель с последовательным возбуждением, у которого при изменениях нагрузки сильно изменяются поток и частота вращения (следовательно, потери в стали и на трение).

В ряде случаев условия нагрузки определяют непосредственно момент, требуемый от двигателя, а не ток. В этих случаях можно пользоваться методом эквивалентного момента. У всех электродвигателей вращающий момент пропорционален произведению тока и потока. У двигателей переменного тока можно приближенно считать постоянным коэффициент мощности. Наконец, магнитный поток можно считать практически постоянным у всех двигателей, кроме двигателей с последовательным и смешанным возбуждением. При таких упрощениях можно считать вращающий момент

$$M = k_{\text{вр}} I,$$

где  $k_{\text{вр}}$  приближенно принимается за постоянную величину.

Это позволяет от уравнения эквивалентного тока перейти путем умножения на постоянную величину  $k_{вр}$  к уравнению эквивалентного момента:

$$M_{вр.эк} = \sqrt{\frac{M_1^2 t_1 + M_2^2 t_2 + \dots + M_k^2 t_k + \dots + M_n^2 t_n}{t_1 + t_2 + \dots + t_k + \dots + t_n}}. \quad (17-13)$$

На основании эквивалентного момента и номинальной угловой скорости двигателя  $\omega_{ном}$  рассчитывается мощность двигателя  $P_{ном} = M_{вр.эк} \omega_{ном}$ .

Выбрав мощность двигателя на основании расчета по методу эквивалентного тока или эквивалентного момента, необходимо затем проверить, достаточен ли максимальный момент  $M_{макс}$  двигателя этой мощности для того, чтобы удовлетворить требованиям кратковременных перегрузок данного привода; иными словами, должно быть выполнено условие: коэффициент перегрузки двигателя  $\lambda_{мом}$  должен быть больше отношения максимального момента  $M_{макс}$  нагрузки к номинальному моменту двигателя, т. е.  $\lambda_{мом} > M_{макс}/M_{ном}$ .

#### 17-4. ВЫБОР ВИДА И ТИПА ДВИГАТЕЛЯ И РОДА ТОКА

При длительной неизменной нагрузке задача выбора вида двигателя относительно проста. Для подобного привода, не требующего регулирования скорости, ПУЭ (Правила устройства электроустановок) рекомендуют независимо от мощности применять синхронные двигатели. Эта рекомендация объясняется тем, что современный синхронный двигатель пускается в ход так же, как асинхронный, а его габариты меньше и работа экономичнее, чем асинхронного двигателя той же мощности (выше  $\cos \phi$ , больше максимальный момент).

Но если электродвигатель должен работать в условиях регулируемой частоты вращения, пусков и сбросов нагрузки и т. п., то при выборе вида двигателя необходимо сопоставить условия привода с особенностями механических характеристик различных видов электродвигателей. Принято различать естественную и искусственную механические характеристики двигателя. Первая соответствует номинальным условиям его питания, нормальной схеме соединений и отсутствию каких-либо добавочных сопротивлений в цепях двигателя. Искусственные характеристики получаются при изменении напряжения на зажимах двигателя, включении добавочных сопротивлений в цепи двигателя и соединении этих цепей по специальным схемам. На рис. 17-9 сопоставлены уже известные нам естественные механические характеристики двигателей.

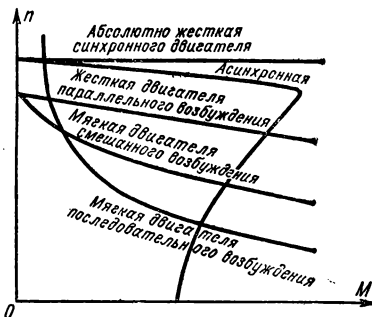


Рис. 17-9. Механические характеристики различных двигателей.

Важным критерием для оценки механических характеристик служит их жесткость:

$$\alpha = \Delta M / \Delta n. \quad (17-14)$$

Жесткость может быть различной для отдельных участков характеристики.

В зависимости от жесткости принято делить механические характеристики на абсолютно жесткие,  $\Delta n = 0$ ,  $\alpha = \infty$  (синхронные двигатели), жесткие характеристики, у которых падение частоты вращения мало, их жесткость имеет значение  $40 \div 10$  (линейная часть характеристики асинхронного двигателя, характеристика двигателя параллельного возбуждения), мягкие характеристики с большим падением частоты вращения, у которых  $\alpha \leq 10$  (характеристика двигателя последовательного возбуждения, искусственная характеристика асинхронного двигателя с фазным ротором, искусственная характеристика двигателя постоянного тока параллельного возбуждения).

Требования к жесткости механической характеристики в ряде случаев являются основанием для выбора вида двигателя. Например, для подъемно-транспортных механизмов желательна мягкая характеристика, а для холодной прокатки стали нужна очень жесткая характеристика.

При частых пусках и непостоянной нагрузке наиболее надежным и простым в эксплуатации и вместе с тем дешевым является асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором. Двигатель с фазным ротором дороже, его обслуживание сложнее, габариты больше, а  $\cos \varphi$  меньше (из-за большего воздушного зазора). Преимущества фазного ротора в отношении пускового момента незначительны по сравнению с короткозамкнутым ротором, имеющим двойное беличье колесо. Поэтому двигатели с контактными кольцами устанавливаются лишь при наличии особых требований к пусковому моменту или к силе пускового тока (требование, связанное с ограниченной мощностью трансформаторной подстанции и характером подключенных к ней приемников). Таким образом, наиболее распространенным двигателем для мощностей до 100 кВт при нерегулируемом приводе является асинхронный короткозамкнутый двигатель. При больших мощностях, если невозможно применить синхронный двигатель, устанавливается асинхронный двигатель с фазным ротором.

Для регулирования частоты вращения двигателя в недалеком прошлом для асинхронных двигателей применялись широко только два существенно несовершенных метода: включение резистора в цепи ротора и переключение числа полюсов обмотки статора. Но первый метод экономически оправдан лишь при узких пределах регулирования (20% при постоянстве момента на валу двигателя), а второй способ обеспечивает лишь ступенчатое регулирование и практически применяется для металлорежущих станков при небольших мощностях.

В настоящее время положение существенно изменилось благодаря появлению силовых тиристоров (§ 11-5). Они дают возможность преобразовывать частоту переменного тока, что позволяет плавно и



в широких пределах регулировать угловую скорость вращающегося магнитного поля, а следовательно, экономично и плавно регулировать частоту вращения асинхронного и синхронного двигателей.

Но пока в ряде случаев предпочтение отдается двигателю постоянного тока, позволяющему простыми средствами изменять частоту вращения электропривода в широких пределах (1 : 3; 1 : 4 и более). Все же и в этих случаях система генератор—двигатель (Г—Д), обеспечивающая особенно широкие пределы регулирования, в новых установках заменяется тиристорными регуляторами, значительно более экономичными и весьма компактными. Недостатком последних пока остается пониженная по сравнению с электромагнитной аппаратурой износоустойчивость — по отношению к циклам «включено» — «выключено». Двигатель постоянного тока стоит значительно дороже, требует большего ухода и изнашивается быстрее, чем двигатель переменного тока. Кроме того, необходимы дополнительные затраты на установку полупроводниковых выпрямителей с трансформаторами или автотрансформаторами и при преобразовании переменного тока в постоянный неизбежны дополнительные потери энергии.

В ряде случаев плавное регулирование частоты вращения является обязательным условием для производительной работы машины-орудия, а дополнительные затраты с избытком покрываются производственными выгодами. Вопрос этот в целом выходит за пределы настоящего курса. В заключение в качестве примеров приводов, для которых рекомендуется постоянный ток, назовем следующие: в металлургической промышленности — реверсивные прокатные станы, регулируемые неревверсивные станы при многодвигательном приводе, вспомогательные механизмы повторно-кратковременного режима работы, доменные подъемники; в металлообрабатывающей промышленности — токарные специальные станки.

К о н с т р у к ц и ю ( т и п ) д в и г а т е л я выбирают в зависимости от условий окружающей среды. Приходится учитывать необходимость защиты среды от возможных искрообразования в двигателе (при наличии горючей пыли, взрывоопасных смесей и т. п.). Такое искрообразование может иметь место даже в асинхронном короткозамкнутом двигателе, у которого при пуске (когда в роторе наводятся значительные э. д. с.) могут проскакивать искры вдоль ротора, вызывающие замыкания токов через активную сталь помимо стержней беличьей клетки. Чем легче доступ охлаждающего воздуха к нагревающимся частям двигателя, тем лучше условия охлаждения, тем дешевле и меньше по размерам может быть сделан двигатель. Однако открытый тип двигателя с большими вентиляционными отверстиями в подшипниковых щитах и станине целесообразно применять в немногих случаях; приходится считаться с легкостью засорения такого двигателя в производственных условиях и опасностью поражения током обслуживающего персонала при прикосновении к открытым токоведущим частям.

В большинстве случаев устанавливаются двигатели защищенного типа, в которых вентиляционные отверстия закрыты решетками, защищающими двигатель от попадания внутрь капель дождя, по-

сторонних частиц, опилок и т. п., но не пыли. Такие двигатели могут устанавливаться на открытом воздухе.

В помещениях с едкими парами и газами устанавливаются закрытые двигатели в герметическом исполнении или закрытые продуваемые со специальной кислотоупорной изоляцией. Во взрывоопасных помещениях, содержащих горючие газы или пары, устанавливаются взрывонепроницаемые двигатели.

В запыленных помещениях при наличии в воздухе паров, едких испарений и т. п. устанавливаются двигатели закрытого типа. Для улучшения охлаждения таких двигателей применяется продувание охлаждающего воздуха. Последний подводится и отводится по специальным воздухопроводам.

В сырых помещениях применяются защищенные двигатели со специальной влагостойкой изоляцией.

## Глава восемнадцатая

### ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКАЯ АППАРАТУРА

#### 18-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Управление электротехническими устройствами осуществляется с помощью большого числа различных аппаратов. В зависимости от назначения в основном их можно подразделить на две важнейшие группы: коммутационную аппаратуру (выключатели и разъединители) и защитную аппаратуру (автоматические воздушные выключатели, плавкие предохранители, различные реле и разрядники для защиты от перенапряжений).

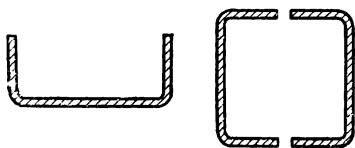


Рис. 18-1. Шины коробчатого сечения.

Вся эта аппаратура в местах установки соединяется по определенным схемам посредством неизолированных (голых) шин<sup>1</sup>, укрепленных на изоляторах, или посредством силовых кабелей. Монтаж и эксплуатация неизолированных шин проще и дешевле, кроме того, для них допускается большая плотность тока.

В большинстве случаев прокладываются алюминиевые шины; стальные шины применяются только в установках с токами не выше 200 А.

Алюминиевые шины применяются однополосные и многополосные прямоугольного сечения с размерами полосы примерно  $120 \times 10$  мм. Для больших переменных токов часто устанавливаются шины коробчатого сечения (рис. 18-1). Их преимущества — механическая прочность и простота монтажных работ; кроме того, благодаря расположению проводящего материала по периферии общего

<sup>1</sup> От немецкого слова Schiene — полоса, рельс.

сечения, в коробчатых шинах при промышленной частоте мало сказываются поверхностный эффект и эффект близости, уменьшающие активное сечение проводника. Шины укрепляются на опорных изоляторах. На прямолинейных участках проводки, в промежутках между креплениями шин к изоляторам, предусматриваются специальные устройства, обеспечивающие свободное удлинение шин при нагревании (шинные компенсаторы).

В трехфазных системах в соответствии с последовательностью фаз шины должны быть окрашены в следующие цвета: фаза *A* — желтый, фаза *B* — зеленый и фаза *C* — красный (см. рис. 6-6 и далее); нулевые шины: при изолированной нейтрали — белый, при заземленной нейтрали — черный цвет. При постоянном токе положительная шина окрашивается в красный, отрицательная — в синий, а нейтраль — в белый цвет.

Для надежной работы электрической аппаратуры весьма важными являются условия осуществления контактов. Последние могут быть жесткими (неразъемными), например присоединения проводников к зажимам машин или аппарата; скользящими между неподвижными и подвижными токоведущими частями; размыкающими — в отключающих аппаратах. Размыкающие контакты работают в наиболее тяжелых условиях, особенно если они должны отключать токи коротких замыканий.

При всяком контакте действительное соприкосновение двух проводящих тел осуществляется в виде элементарных площадок касания, возникающих при смятии выступающих микроскопических бугорков касающихся поверхностей (рис. 18-2). Следовательно, электрический ток из одного проводника в другой проходит не через всю поверхность соприкосновения, а только через ряд ее механически нагруженных площадок, т. е. имеет место сужение сечения пути тока в месте соприкосновения. Дополнительное сопротивление, обусловленное этим сужением, называется переходным сопротивлением контакта или сопротивлением сужения. Оно тем меньше, чем больше сила нажатия контактов, увеличивающая смятие микроскопических бугорков.

Переходное сопротивление контакта может возрастать в десятки и сотни раз вследствие окисления контактных поверхностей. В частности, передко такое окисление вызывается нагревом контактов свыше 70—75 °С. По этой причине необходимо предусматривать все возможные меры для предупреждения нагревания и окисления контактов.

Отключение электрической цепи обычно не может быть мгновенным. При разрыве цепи тока неизбежно возникновение большей или меньшей э. д. с. самоиндукции; под действием этой э. д. с. совместно с напряжением сети промежутки между расходящимися контактами

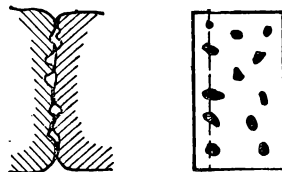


Рис. 18-2. Контактное соединение двух проводников и элементарные площадки касания.

пробивается и возникает электрическая дуга. Высокая температура последней может вызвать быстрое разрушение или сваривание контактов. Особенно опасно действие дуги в аппаратах высокого напряжения, при отключениях токов короткого замыкания.

Отключение цепей переменного тока существенно упрощается благодаря тому, что переменный ток периодически проходит через нулевое значение, что вызывает гашение дуги. Выключатель переменного тока должен быть сконструирован так, чтобы предотвратить повторное зажигание дуги, после того как она погасла при прохождении через нуль переменного тока.

Значительно труднее отключение цепей постоянного тока высокого напряжения. Выключатели для этого тока должны быть рассчитаны на поглощение весьма значительной энергии, выделяющейся при длительном горении дуги постоянного тока.

## 18-2. АВТОМАТИЧЕСКИЕ ВОЗДУШНЫЕ ВЫКЛЮЧАТЕЛИ

Простейшим устройством для автоматической защиты от повреждений при нарушении нормального рабочего режима в установках с рабочим напряжением до 1 кВ являются автоматические воздушные (не масляные и не со сжатым воздухом) выключатели, часто называемые просто автоматами. Плавкие предохранители защищают электродвигатели и прочие промышленные устройства только от токов короткого замыкания (§ 1-3), а от длительных перегрузок они надежно защитить не могут, поэтому в мощных электротехнических установках кроме плавких предохранителей устанавливаются автоматические максимальные выключатели.

Эти аппараты могут защищать установку не только при перегрузке током. Они производят отключение цепей автоматически при нарушении нормальных рабочих условий, причем в зависимости от рода автомата это отключение производится или когда определенная электрическая величина переходит установленное предельное значение (максимальные и минимальные автоматы), или когда изменится направление передачи энергии (автоматы обратной мощности). Кроме того, существует большое число автоматов специального назначения. Для воздействия на защелку отключающего механизма в автоматах применяются электромагнитные, тепловые и комбинированные расцепители. В последнем случае электромагнитный и тепловой элементы могут независимо отключать автомат.

При тепловом расцепителе (§ 1-3) необходимым дополнением максимального автомата являются плавкие предохранители, так как из-за тепловой инерции тепловой расцепитель слишком медленно осуществляет отключение.

Электромагнитный расцепитель действует мгновенно, и потому при нем нет необходимости в плавких предохранителях.

В зависимости от назначения автомата в него могут быть встроены различные расцепители. На рис. 18-3 показаны схематически автоматы с различными видами электромагнитных расцепителей.

Наиболее распространенным автоматическим воздушным выключателем является автомат максимального тока.

Его принципиальная схема показана на рис. 18-3, а. Когда ток в защищаемой цепи достигает предельного значения, катушка  $K$  втягивает стальной сердечник и защелка  $C$  освобождает пружину  $\Pi$ ; последняя разрывает контакты  $A$  и, таким образом, выключает цепь. Конструктивные оформления этих автоматов весьма разнообразны.

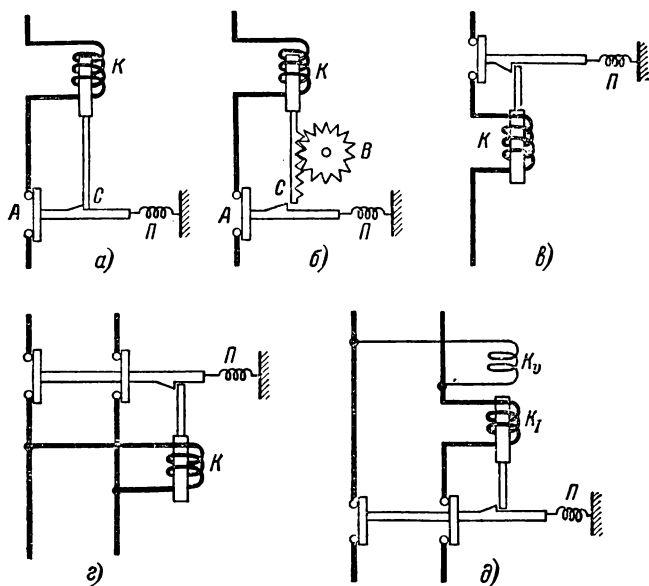


Рис. 18-3. Принципиальные схемы действия электромагнитных автоматов различного назначения.

а — автомат максимального тока; б — автомат максимального тока с выдержкой времени; в — автомат минимального тока; г — автомат понижения напряжения; д — автомат обратной мощности.

Автоматы максимального тока применяются и в осветительных сетях жилых помещений взамен плавких предохранителей. Обратное включение автомата производится от руки, причем часто автомат снабжается свободным расцеплением, благодаря которому перегруженная цепь отключается, даже если электромонтер, включающий его, удерживает рукоятку автомата в положении включения. Часто автоматы снабжаются приспособлением для регулирования предельного тока, т. е. силы тока, при которой происходит отключение. Точность установки автомата на определенную предельную силу тока несравненно выше, чем при защите плавкими предохранителями, и в этом заключается одно из важнейших преимуществ автомата.

Чтобы избежать отключения установки при кратковременном толчке тока, не опасном для установки (например, пускового тока двигателя), автоматы иногда снабжаются устройством для вы-

д е р ж к и в р е м е н и (приспособление, которое создает определенный промежуток времени между воздействием тока на автомат и моментом отключения цепи). На рис. 18-3, б показан принцип подобного устройства: зубчатая система  $B$  не позволяет катушке  $K$  мгновенно втянуть сердечник и освободить защелку  $C$ , так как сначала колесико  $B$  должно повернуться на определенный угол; тем самым создается определенная выдержка времени, которую можно регулировать.

Если толчок тока закончится прежде, чем механизм выдержки времени позволит освободить защелку, то сердечник вернется в исходное положение и отключения не произойдет.

Кроме часового механизма, для выдержки времени в автоматах с электромагнитным расцепителем применяются также масляный или воздушный тормоза и т. п.

А в т о м а т м и н и м а л ь н о г о т о к а применяется в тех случаях, когда цепь должна быть отключена, если в ней или в одной из ее ветвей ток уменьшился ниже предельного значения. Принцип действия такого автомата поясняет рис. 18-3, в; катушка  $K$  удерживает сердечник и защелку до тех пор, пока ток в катушке не понизится до определенного предельного значения; тогда сердечник опускается и защелка освобождает пружину  $П$ , которая размыкает контакты и отключает установку.

А в т о м а т п о н и ж е н и я н а п р я ж е н и я (рис. 18-3, г) по принципу действия сходен с автоматом минимального тока. Он применяется, например, для защиты двигателей, снабженных пусковым реостатом; автомат отключает эти двигатели при понижении напряжения на их зажимах. При отсутствии такого автомата понижение напряжения или его исчезновение вызывают остановку двигателя, а затем при обратном повышении напряжения вследствие того, что пусковой реостат не введен, возникает большой пусковой ток, нежелательный для сети и опасный для двигателя. Часто при отключении автоматически включается пусковой реостат.

А в т о м а т о б р а т н о й м о щ н о с т и применяется, например, для защиты параллельно работающих генераторов от перехода в режим работы двигателем. Принцип действия такого автомата показан на рис. 18-3, д; катушка тока  $K_1$  автомата при нормальном направлении передачи энергии создает магнитное поле, противоположное полю катушки напряжения  $K_2$ ; благодаря этому катушки не могут втянуть сердечник и освободить защелку  $C$ ; но при изменении направления передачи энергии изменяется направление тока в катушке  $K_1$ , поля катушек в этих условиях складываются и втягивают сердечник, что вызывает размыкание контактов и отключение генератора.

### 18-3. ВЫКЛЮЧАТЕЛИ ВЫСОКОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Простейшими выключателями высокого напряжения являются р а з ъ е д и н и т е л и. Их назначение — отключение и переключение участков цепи под напряжением, но при отсутствии тока. Отключение участков цепи необходимо для обеспечения безопасности

осмотра и ремонтных работ на устройствах высокого напряжения, переключения подходящих и отходящих линий с одной системы шин на другую и т. д.

Разъединители снабжены неподвижными и подвижными контактами, укрепленными на изоляторах. Последние монтируются на стальном основании (раме). В зависимости от назначения и установки применяются: рубящие (рис. 18-4) и поворотные разъединители; последние устанавливаются главным образом в открытых распределительных устройствах на 35—500 кВ.

Для ручного управления подвижные контакты (ножи) разъединителей снабжаются крючками или кольцами для выключения посредством изолированной штанги; это управление осуществляется также посредством изолированных тяг. Часто применяется дистанционное кнопочное управление разъединителями посредством электрических или пневматических приводов.

Если отключать цепь посредством разъединителя, когда ток в цепи не выключен, то электрическая дуга, возникающая в таких условиях между размыкаемыми контактами разъединителя, разрушит эти контакты. Чтобы предупредить такое ошибочное отключение, разъединители часто соединяются с защитной блокировкой, не допускающей отключения разъединителя при включенном выключателе.

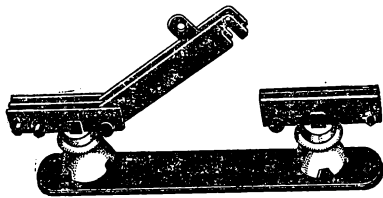


Рис. 18-4. Простейший рубящий разъединитель.

Во многих случаях необходимо отключать нагрузку небольшой мощности при токах, не превышающих нормальный рабочий ток. Установка дорогого и громоздкого масляного или другого выключателя, рассчитанного на отключение тока короткого замыкания, в подобных случаях нежелательна. Для таких установок на подстанциях промышленных предприятий и на мелких сельских электростанциях применяются выключатели нагрузки (называемые также разъединителями мощности). По устройству они сходны с рубящими разъединителями, но снабжены дугогасительным устройством того или иного типа. Они применяются для напряжений 6 и 10 кВ и рассчитаны на отключение токов, сила которых не превышает удвоенного значения рабочего тока. Последовательно с ними для защиты установки от токов короткого замыкания включаются плавкие предохранители.

Выключатели высокого напряжения должны отключать установки и при коротких замыканиях, поэтому в соответствии с условиями данной сети для выбора выключателя необходим специальный расчет токов короткого замыкания. На основании этого расчета к выключателю высокого напряжения предъявляются требования динамической (по отношению к электродинамическим силам) и термической устойчивости к току короткого замыкания. В соответствии с этими требованиями определяются номиналь-

ная мощность отключения выключателя и номинальный ток отключения выключателя (наибольший ток, который выключатель способен надежно отключить при восстанавливающемся напряжении между фазами, равном номинальному напряжению). По всем этим причинам в современных электрических установках выключатель высокого напряжения является довольно сложным и ответственным аппаратом, требующим периодического осмотра и регулировки. Широко применяются масляные и воздушные выключатели высокого напряжения.

В масляных выключателях, чтобы предупредить возникновение длинной дуги и ускорить ее гашение при выключении,

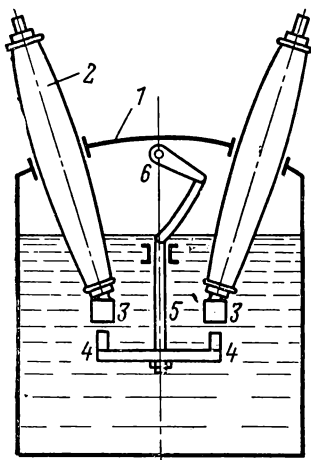


Рис. 18-5. Основные части многообъемного масляного выключателя.

разрывающие цепь тока контакты помещены в бак с нефтяным маслом. В зависимости от условий гашения дуги масляные выключатели подразделяются на выключатели с гашением дуги простым разрывом в масле и выключатели с дугогасительными камерами масляного дутья и с дугогасительными камерами газового дутья.

Аппараты первого типа изготавливаются на 6—10 кВ для мощности отключения, не превышающей 150 МВ·А. На рис. 18-5 показана принципиальная схема многообъемного масляного выключателя. Его основными частями являются: бак с минеральным маслом 1; подвижные нижние контакты 4, соединенные электрически между собой и укрепленные на изолирующей штанге 5; неподвижные верхние контакты 3, укрепленные на нижних концах проходных изоляторов 2. Изолирующая штанга поднимается посредством рычаж-

ного приспособления 6, соединенного с длинным валом; последний снабжен маховичком или специальными тягами.

Несущая подвижные контакты часть (траверса) выключателя отжимается книзу пружинами и действием собственной силы тяжести. Но во включенном состоянии она удерживается специальным запорным механизмом (защелкой), которым снабжен привод выключателя. Когда запорный механизм освобожден, подвижная часть падает вниз и создает два разрыва в цепи выключаемого тока (чаще применяются устройства с четырьмя или шестью разрывами). При разрыве цепи тока между расходящимися контактами возникает электрическая дуга. Вследствие ее высокой температуры окружающие ее слои масла испаряются и разлагаются, образуя газовый пузырь вокруг расходящихся контактов. Таким образом, в масляном выключателе расхождение контактов и горение дуги происходят в газовой среде при повышенном давлении. Последнее обстоятельство создает благоприятные условия для гашения дуги, так как с повышением давления быстро возрастает электрическая прочность га-



зовой среды. Увеличение расстояния между контактами во время выключения вызывает увеличение длины дуги, что в свою очередь требует большого напряжения для поддержания дуги. При выключении переменного тока, на что рассчитан выключатель, ток в размыкаемой цепи каждые полпериода проходит через нулевое значение, а это способствует гашению дуги.

Вместе с тем во время прохождения тока в газовом пузыре, главным образом за счет термической ионизации газа, образуется большое количество ионов. При гашении дуги происходит интенсивная деионизация дугового промежутка, так как падение температуры вызывает перемешивание ионизированных и неионизированных горячих и холодных газов. Тем не менее в течение некоторого времени после гашения дуги в дуговом промежутке еще находится значительное количество свободных ионов, что снижает электрическую прочность этого промежутка. Затем, если изменяющееся во времени напряжение («в о с т а н а в л и в а ю щ е е с я» н а п р я ж е н и е) окажется больше пробивного напряжения промежутка между контактами, то этот промежуток будет пробит и произойдет вторичное зажигание дуги, которая будет гореть до момента прохождения переменного тока через нуль. Затем может иметь место новое повторное зажигание дуги и т. д., пока дуга не погаснет окончательно в один из моментов прохождения тока через нулевое значение.

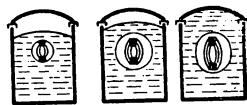


Рис. 18-6. Развитие газового пузыря в баке выключателя при размыкании контактов.

Количество газа, образующегося во время длительного горения дуги в баке выключателя, может быть весьма значительным, что может угрожать целостности бака выключателя. Газовый пузырь вытесняет масло кверху (рис. 18-6) и вынуждает его занять буферное воздушное пространство под крышкой бака, вместе с тем создается сильное давление на крышку, стенки и дно бака. Процесс протекает весьма бурно. Масло с силой ударяет в крышку выключателя. Кинетическая энергия масла может быть настолько велика, что крышка бака будет сорвана или разрушены стенки бака. При таком взрыве масляного выключателя вследствие соединения горячих продуктов разложения масла с воздухом обычно происходит загорание масла. Подобные взрывы масляных выключателей имеют место там, где отключаемая мощность превосходит номинальную отключаемую мощность выключателя.

Таким образом, масляный выключатель взрыво- и пожароопасен и его необходимо устанавливать в отдельных, достаточно прочных ячейках, полностью изолированных от других частей распределительного устройства.

Показанный на рис. 18-7 трехфазный выключатель типа ВМБ-10 (выключатель масляный баковый) является примером многообъемного выключателя без дугогасящих устройств. Буферное пространство выключателя соединено с внешней средой газоотводной трубой 9, служащей для выхода воздуха при подъеме масла, а также для вы-

хода газов, возникающих в масле. Но невозможно выполнить эту трубу такого сечения, чтобы она могла предупредить возникновение опасного давления в баке при любых ненормальных условиях отключения. Для таких ненормальных условий применено следующее приспособление: на соединительные болты, проходящие через крышку, надеты тонкостенные трубки 10; бак опирается на эти трубки. Если давление в баке достигает большой величины, то под его действием тонкостенные трубки сминаются и бак опускается; при этом между крышкой и верхним краем бака образуется круговой зазор, открывающий выход для газов. В других типах выключателей такая защита от сверхдавления осуществляется в виде металлической мембраны, закрывающей достаточно широкое выхлопное отверстие. При опасном повышении давления эта мембрана разрывается и открывает путь газам.

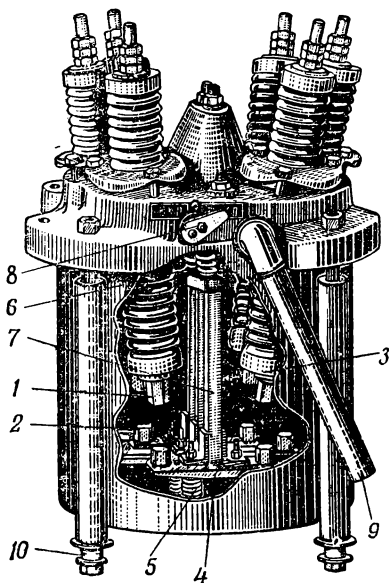


Рис. 18-7. Частичный разрез выключателя типа ВМБ-10.

1 — верхний неподвижный контакт; 2 — нижний подвижный контакт; 3 — проходной изолятор; 4 — контактная траверса; 5 — контактные пружины; 6 — отключающие пружины; 7 — изолирующая штанга (траверса); 8 — указатель положения выключателя; 9 — газоотводная труба (смещена в сторону); 10 — предохранительная тонкостенная трубка.

на гасимую и при номинальном токе отключения не дает ей гореть более чем 0,015—0,02 с (один период переменного тока).

Лучшие результаты дает использование принципа газового автодутья: дуга, загорающаяся в камере, создаст газовый пузырь, и при определенном расхождении контактов открываются дутьевые щели и поперек дуги устремляется поток газа и масла, создающий условия для быстрого ее гашения. Масляные выключатели с такими дугогасительными камерами удовлетворяют всем современным требованиям (рис. 18-8).

Условия установки масляных выключателей существенно упрощаются, если сделать их менее взрыво- и пожароопасными. Это достигается применением малобъемных масляных вы-

ключателей. Для выключения более высоких напряжений применяются масляные выключатели многообъемные с поперечным масляным или газовым дутьем.

При масляном дутье гашение обусловливается воздействием на гасимую дугу потока масла от дуги, создающей давление в дугогасительной камере. При движении траверсы выключателя вниз в каждой паре размыкаемых контактов образуются две дуги — гасимая и генерирующая давление. Гасимая дуга горит у выхлопных каналов камеры, в которой генерирующая дуга создает давление  $(4 \div 6) 10^6$  Па. Поток масла направляется от генерирующей дуги

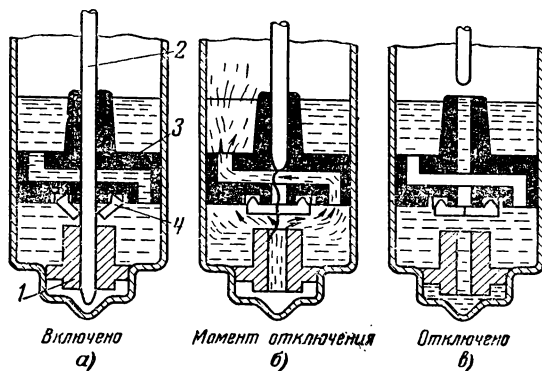


Рис. 18-8. Гашение дуги дутьем в камере масляного выключателя.

1 — неподвижный розеточный контакт; 2 — подвижный стержневидный контакт; 3 — изолирующая перегородка; 4 — латунные заслонки, снабженные пружинами.

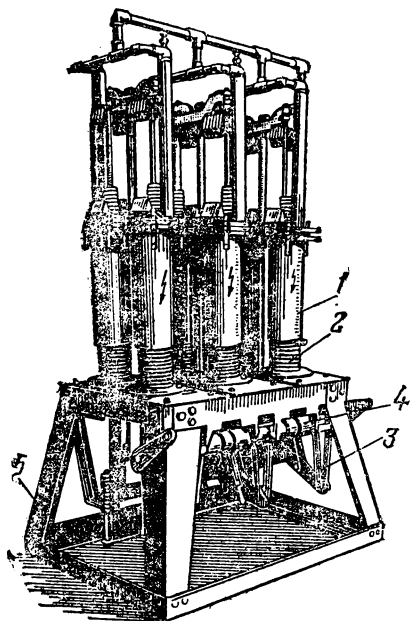


Рис. 18-9. Малообъемный масляный выключатель.

1 — бак с маслом; 2 — опорный изолятор; 3 — приводной рычаг; 4 — вал; 5 — рама.

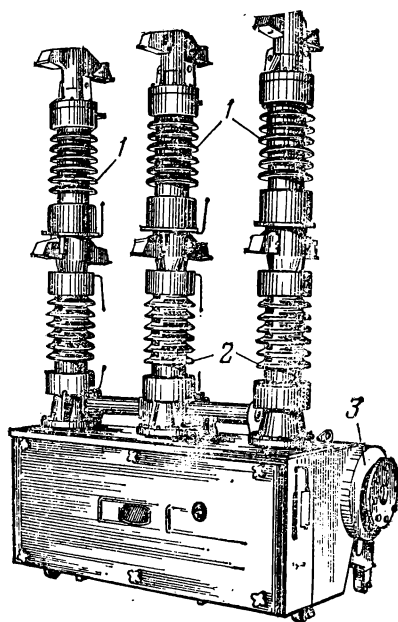


Рис. 18-10. Воздушный выключатель.

1 — гасильные камеры (внутри полых изоляторов); 2 — воздухопроводы (внутри полых изоляторов); 3 — баллон со сжатым воздухом.

ключателей. В таких выключателях (рис. 18-9), применяемых только для напряжений 6—20 кВ, масло служит лишь дугогасящей средой и не предназначено для изоляции токоведущих частей от заземленных. Один из размыкающих контактов не изолируется от бака выключателя, вследствие чего этот бак находится под высоким напряжением и опасен для прикосновения. Бак, служащий дугогасительной камерой газового автодутья, выполняется в виде стального цилиндра (горшка), изолированного от рамы выключателя опорным фарфоровым изолятором. Мощность

отключения у этих выключателей меньше, чем у многообъемных.

Для высоких напряжений, начиная с 35 кВ, преимущественно применяются воздушные выключатели (выключатели со сжатым воздухом). В них один или оба расходящихся контакта выполняются полыми, а сжатый воздух  $(7 \div 20)10^5$  Па, выходящий через полости контактов, создает мощное воздушное дутье и сдувает дугу с рабочей поверхности контактов. По сравнению с масляным выключателем воздушный (рис. 18-10) имеет меньшую массу и меньшее время отключения. Но для воздушного выключателя необходим специальный источник сжатого воздуха — компрессор, причем необходим очищенный и просушенный воздух.

После отключения управляемой цепи сам выключатель остается под напряжением, между тем периодически необходим осмотр и ремонт как

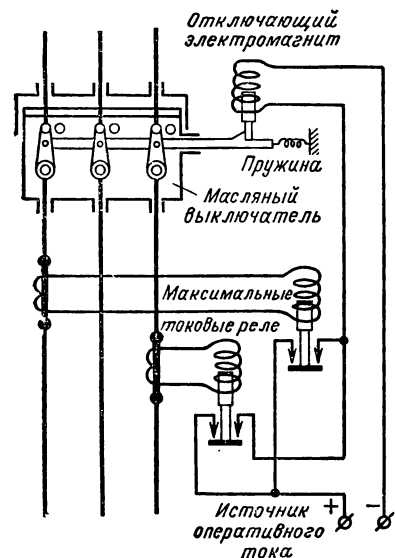


Рис. 18-11. Схема воздействия автоматической релейной защиты на выключатель.

выключателя, так и прилегающих к нему участков электрической цепи. По этой причине разъединитель нужен как его необходимое дополнение. Посредством разъединителя выключатель после выключения тока можно отделить от цепей высокого напряжения.

На стороне высокого напряжения выключатель должен играть роль защиты — предохранителя от токов короткого замыкания и от перегрузок. Для этого выключатели всегда соединяются с устройствами автоматической защиты. Приводное устройство выключателя снабжается в той или иной форме защелкой и храповичком, удерживающим подвижные контакты во включенном положении (рис. 18-11). При коротком замыкании или перегрузке электромагнит защелки, управляемый постоянным током, включаемым максимальным реле, освобождает сильную пружину, действующую на подвижные контакты выключателя. Под действием этой пружины и силы тяжести эти контакты, быстро перемещаясь, разрывают цепь тока высокого напряжения.

#### 18-4. РЕЛЕ И РЕЛЕЙНАЯ ЗАЩИТА

В электротехнических установках р е л е — это аппарат, который при определенном воздействии на его воспринимающую часть той или иной физической величины (силы тока, напряжения, частоты, силы света, температуры, давления и т. п.) срабатывает и его исполнительная часть производит в управляемых им цепях скачкообразное изменение тех или иных физических величин (силы тока, напряжения и т. д.). Обычно реле под воздействием малой мощности входной величины изменяет скачком какой-либо мощной системы.

Бесперебойность работы электроэнергетических установок автоматически обеспечивается р е л е й н о й з а щ и т о й. Это часто — очень сложная совокупность реле, автоматически воздействующих на выключатели электрических установок при повреждении этих установок (коротком замыкании токоведущих частей оборудования, замыкании на землю, ненормальном изменении напряжения, изменении направления передачи энергии и т. п.). Релейная защита сигнализирует о нарушении нормального режима работы; она же затем выполняет повторное включение элементов системы электроснабжения (трансформаторов, питающих линий и т. п.), автоматически включает резервные источники электрической энергии и разгружает систему электроснабжения при недостатке мощности.

Общая основная характеристика реле — это характеристика управления, выражающая связь между воздействующей физической величиной  $I$  и управляемой величиной  $U$  (рис. 18-12). При увеличении воздействующей величины до определенного значения, называемого параметром срабатывания (в частности, током срабатывания  $I_{ср}$ ), управляемая величина не изменяется, т. е. пока  $I < I_{ср}$ , управляемая величина  $U_0 = \text{const}$ . Но когда управляющая величина достигает значения  $I_{ср}$ , то исполнительная часть реле производит скачкообразное изменение управляемой величины  $U$  (например, включает или выключает электрическую цепь) до значения  $U_k$ . Дальнейшее увеличение  $I$  не изменяет  $U$ . Не влияет на  $U$  и уменьшение управляющей величины, пока  $I$  больше определенного значения, называемого параметром возврата  $I_{вз}$  (в частности, током возврата). Когда управляющая величина достигает значения  $I = I_{вз}$ , то исполнительная часть реле уменьшает управляемую величину до исходного значения  $U_0$ .

Отношение  $I_{вз} : I_{ср} = k_{вз}$  называется коэффициентом возврата реле ( $k_{вз} = 0,98 \div 0,3$ ).

Для надежности действия релейного устройства рабочее значение  $I_p$  управляющей величины, т. е. значение, при котором необходимо срабатывание реле, берется больше, чем  $I_{ср}$ . Отношение  $I_p : I_{ср} = k_a$  называется коэффициентом запаса. Обычно  $k_a = 3 \div 1$ .

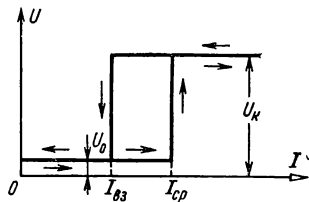


Рис. 18-12. Характеристика управления реле.

Реле защиты электротехнических устройств в зависимости от характера изменения управляющей величины, вызывающего их срабатывание, в основном разделяются на максимальные, минимальные и дифференциальные. Максимальное реле срабатывает, когда электрическая величина (например, сила тока) повышается сверх определенного значения  $I_{ср}$ . Минимальное реле срабатывает, когда контролируемая электрическая величина (например, напряжение) уменьшается ниже определенного установленного значения. Дифференциальное реле реагирует на разность двух механических моментов, создаваемых в ней действием двух сравниваемых однородных электрических величин.

Основные требования, предъявляемые к релейной защите, — это селективность (избирательность), быстрота действия, надежность и чувствительность.

Селективность действия защиты состоит в том, что поврежденный элемент установки отключается от источников электроэнергии ближайшими к нему выключателями, благодаря чему авария нарушает режим нормального электроснабжения минимального числа потребителей.

Быстрота действия защиты необходима для того, чтобы уменьшить размеры разрушений поврежденного участка тепловым действием тока, ослабить влияние понижения напряжения, вызванного аварией, на работу других потребителей электроэнергии, улучшить качество электрического освещения и т. д.

Чувствительность защиты необходима для того, чтобы она реагировала на самые незначительные повреждения в самом начале их возникновения. Чувствительность систем защиты является критерием их пригодности.

Надежность защиты — безотказность срабатывания при аварии — зависит в большой мере от качества реле и соединенной с ним аппаратуры, а также от сложности их устройства. Надежнее защита, в которой применено минимальное количество реле, взаимодействующих возможно проще. Для обеспечения высокой надежности применяется резервная защита, отключающая поврежденные устройства в случае отказа основной защиты.

Эти требования часто противоречивы в некоторых отношениях. Например, увеличение надежности посредством применения более грубых механизмов вызывает снижение чувствительности защиты, а повышение селективности посредством использования выдержки времени снижает быстродействие защиты.

Применение выдержки времени является одним из простейших путей получения селективности отключений. Выдержка времени и заключается в том, что благодаря применению соответствующих приспособлений между моментом воздействия импульса управляющей величины (например, тока) на реле и моментом срабатывания исполнительной части реле проходит строго определенный промежуток времени, создаваемый не только естественными инерционными свойствами механизма реле, но и специальными приспособлениями. Такие приспособления могут быть встроены в само реле (реле

с выдержкой времени) или их роль выполняет специальное реле времени, являющееся частью системы релейной защиты. Выдержка времени может быть сделана независимой или зависимой от значения входного импульса (от силы тока при аварии).

Простым примером селективной защиты может служить защита посредством максимальных токовых реле с выдержкой времени при ступенчатом согласовании этих выдержек времени отдельных реле (рис. 18-13). При защите радиальной сети с односторонним питанием от подстанции  $\Gamma$  селективность отключения достигается применением различной выдержки времени, тем большей, чем ближе пункт установки реле к источнику электроэнергии — подстанции  $\Gamma$ . Выдержку времени защиты наиболее удаленного участка  $A$  можно принять равной нулю; следовательно, время срабатывания защиты

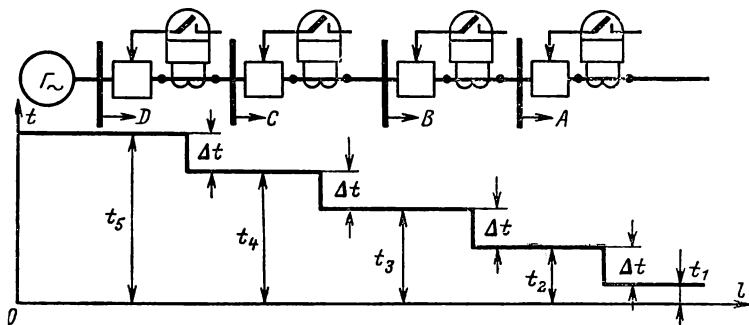


Рис. 18-13. Схема ступенчатого согласования выдержки времени максимальной защиты в радиальной сети.

этого участка определяется лишь собственным временем срабатывания реле  $t_1$  (у современных быстродействующих реле 0,02—0,12 с). Рассмотрим простейший случай независимой выдержки времени. При этом условии выдержка реле, защищающего следующий участок  $B$ , должна быть больше, чем  $t_1$ , на определенную величину  $\Delta t$ , называемую ступенью выдержки времени. При аварии в пределах участка  $A$  импульс получают воспринимающие части всех реле линии  $AD$ , так как через все эти реле проходит сверхток аварийного участка  $A$ . Но ступени выдержки времени должны быть выбраны так, чтобы реле  $I$  успело сработать и дуга в отключенном им выключателе оборвалась прежде, чем настанет время срабатывания любого другого реле. После срабатывания реле  $I$  отсчет времени в механизмах всех остальных реле прекратится и вся линия, кроме отключенного участка  $A$ , будет продолжать бесперебойно работать. Следовательно, ступень выдержки времени  $\Delta t$  должна быть несколько больше полного времени отключения повреждения. Последнее складывается из времени действия защиты (от момента возникновения повреждения до момента подачи тока в отключающую катушку выключателя) и времени срабатывания выключателя (от момента подачи тока в отключающую катушку выключателя до момента окончательного га-

шения дуги между контактами выключателя — это  $0,04-0,16$  с). Основным недостатком такой простой селективной защиты является чрезмерное повышение выдержки времени на головных участках вблизи источников электроэнергии. Это противоречит требованию быстродействия защиты.

По виду воздействующей величины реле защиты подразделяются на реле тока, реле напряжения, реле сопротивления (реагирующие на изменение соотношения между напряжением и током) и реле направления мощности.

Реле прямого действия воздействуют непосредственно на выключатель. Реле косвенного действия

контактами своей исполнительной части коммутирует цепи оперативного (вспомогательного) тока, а последний воздействует на отключающий механизм выключателя.

Первичные реле включаются непосредственно в защищаемую цепь. Этим упрощается устройство защиты, но при высоком напряжении трудно постоянно контролировать исправность первичного реле, так как оно находится под высоким напряжением.

Вторичные реле включаются к защищаемым

объектам через измерительные трансформаторы, что делает безопасным надзор за ними. В большинстве случаев в устройствах релейной защиты применяются вторичные реле косвенного действия.

В реле могут быть применены самые различные движущие механизмы. Реле тока косвенного действия в СССР выпускаются электромагнитные и индукционные. На рис. 18-14 схематически показано устройство максимального токового реле мгновенного действия электромагнитной системы. Собранный из листовой электротехнической стали магнитопровод 1 снабжен обмоткой 2. Между полюсами этого электромагнита установлен на оси Z-образный стальной сердечник 3. Он удерживается в исходном положении пружиной 4, создающей противодействующий момент при повороте сердечника из нулевого положения. Один конец пружины 4 закреплен на оси сердечника, а второй конец соединен с поводком 7, последний связан с указателем тока срабатывания реле, перемещаемым вдоль шкалы 8. При отсутствии тока пружина 4 удерживает сердечник прижатым к упорному штифту. Когда вращающий момент, создаваемый током, проходящим по катушке 2, становится больше противодействующего

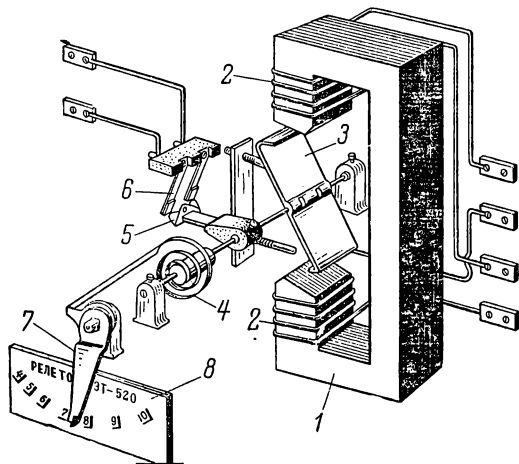


Рис. 18-14. Схема устройства быстродействующего главного электромагнитного реле.



щего момента, создаваемого пружиной, сердечник поворачивается и подвижные контакты 5, укрепленные на нем, замыкают неподвижные контакты 6 — реле срабатывает. Ток срабатывания реле можно регулировать, изменяя затяжку пружины 4 посредством поводка 7. Это реле быстродействующее, но его контакты рассчитаны на замыкание цепи малой мощности, поэтому оно должно использоваться как реле косвенного действия. При срабатывании его контакты замыкают цепь тока промежуточного реле, а последнее

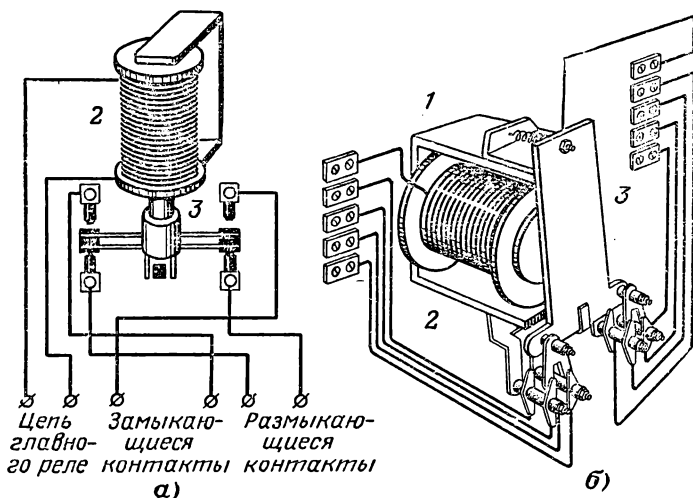


Рис. 18-15. Схема действия (а) и внешний вид (б) промежуточного электромагнитного реле.

1 — сердечник; 2 — обмотка; 3 — контакты.

своими достаточно мощными контактами замыкает цепь оперативного тока, отключающего выключатель. Промежуточные реле изготавливаются электромагнитными (рис. 18-15). Такое реле может быть снабжено несколькими замыкающими и размыкающими контактами. В частности, оно может одновременно замыкать цепи оперативного тока нескольких выключателей.

Если при отключении необходима небольшая выдержка времени, промежуточное реле снабжается короткозамкнутым проводящим контуром, надетым на магнитопровод; этот контур представляет собой короткозамкнутый виток. При помощи такого устройства, замедляющего нарастание магнитного потока, можно получить выдержки времени порядка 0,1 или 0,2 с. Если необходима большая выдержка времени, то применяется реле времени, включаемое через быстродействующее главное реле. Электромагнитные реле времени применяются, когда нужна значительная выдержка времени; если нужна малая выдержка времени, то часто для создания ее служат электронные реле времени типа *RC*.

Электромагнитное реле времени в основном представляет собой часовой механизм, который заводит электромагнит при замыкании цепи тока главным (быстродействующим) реле. Этот механизм спустя определенный, заранее установленный промежуток времени замыкает контакты цепи исполнительного тока.

В электронных реле времени типа  $rC$  на электронную лампу или транзистор воздействует напряжение разряжаемого на сопротивление или заряжаемого конденсатора (см. § 9-1 и 9-2).

В качестве вторичного реле прямого действия с регулируемой выдержкой времени часто применяется и н д у к ц и о н н о е реле. Его движущий механизм подобен механизму индукционного счетчика. Это реле обладает относительно мощными контактами, благодаря чему его исполнительная часть может непосредственно замыкать цепь оперативного тока выключателя. При таком устройстве защиты нет нужды ни в промежуточном реле, ни в реле времени, но при этом существенно уменьшаются селективность и чувствительность защиты.

Релейная защита состоит из двух групп электрических цепей: во-первых, цепей переменного тока, соединяющих реле с источниками информации о состоянии защищаемого объекта, и, во-вторых, цепей оперативного тока, обеспечивающих срабатывание отключающих устройств с необходимой последовательностью и селективностью. Например, максимальное токовое реле соединяется цепью переменного тока со вторичной обмоткой трансформатора тока, включенного в защищаемую линию, а контакты этого реле замыкают цепь постоянного тока, воздействующего на механизм отключения масляного выключателя (рис. 18-14).

Источники оперативного тока могут быть зависимыми и не зависимыми от режима работы и состояния первичных цепей защищаемой установки.

Зависимыми источниками оперативного тока служат трансформаторы напряжения, трансформаторы тока и специальные трансформаторы. Оперативный ток может быть переменным или постоянным, получаемым путем выпрямления полупроводниковыми выпрямителями. Оперативный переменный ток применяется в установках, оборудованных выключателями с пружинными и грузовыми приводами. Следует иметь в виду, что электромагниты постоянного тока при тех же габаритах развивают тяговую силу, примерно в 2 раза большую, чем электромагниты переменного тока.

Независимыми источниками оперативного тока служат аккумуляторные батареи, но применение их очень существенно усложняет оборудование и обслуживание, поэтому такие источники применяются лишь на крупных и особо ответственных объектах.

Почти независимым источником оперативного тока являются конденсаторные батареи емкостью 25—500 мкФ на напряжение 400 В. Во время нормальной работы установки конденсаторы заряжаются от трансформаторов напряжения через выпрямители. Затем они могут удерживать необходимый заряд в течение нескольких ча-

сов. При срабатывании защиты они обеспечивают необходимый оперативный ток на время, вполне достаточное для срабатывания всех видов защиты. Весьма ценно, что конденсаторы в таких условиях обеспечивают срабатывание защиты при полном исчезновении напряжения в питающей их сети переменного тока.

## 18-5. КОНТАКТОРЫ, МАГНИТНЫЕ ПУСКАТЕЛИ И КОНТРОЛЛЕРЫ

По существу контактор подобен реле, так как он представляет собой электромагнитный выключатель, приходящий в действие при замыкании или размыкании цепи его оперативного тока. Но в отличие от реле контакторы рассчитываются на коммутирование больших токов, иногда при относительно высоком напряжении. Они применяются для управления мощными приемниками электроэнергии — крупными электродвигателями и т. п. Таким образом, контакторы являются реле прямого действия и их электромагниты должны иметь большие значения хода и силы тяги.

Управление контактором осуществляется посредством вспомогательной цепи оперативного тока, проходящего по катушкам контактора, причем это управление выполняется простым нажимом одной кнопки в цепи оперативного тока (кнопочное управление).

На рис. 18-16 показано устройство электромагнитного контактора постоянного тока. Оперативный (вспомогательный) ток проходит по катушке контактора и притягивает к ее сердечнику стальной якорь; последний, поворачиваясь вокруг

оси, замыкает главные контакты в цепи рабочего тока.

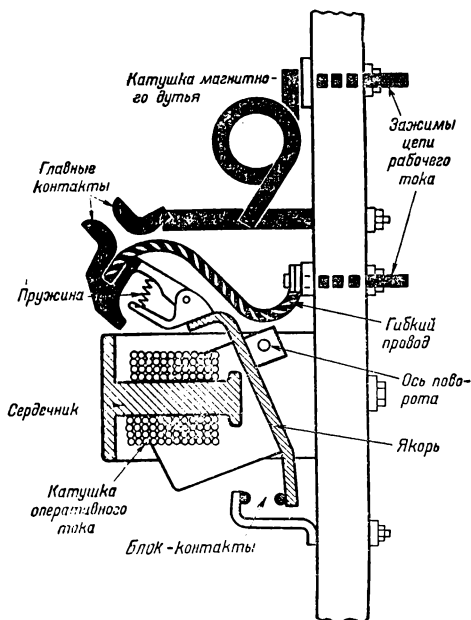


Рис. 18-16. Схема устройства электромагнитного контактора постоянного тока.

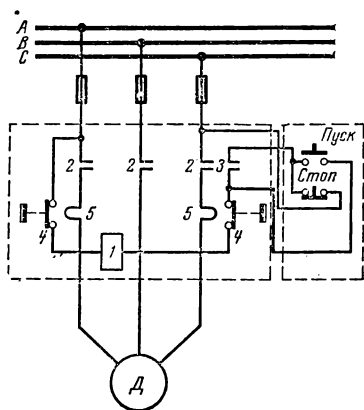


Рис. 18-17. Схема магнитного непереворсивного пускателя трехфазного тока.

Пружина обеспечивает хороший нажим подвижного контакта. Главная цепь присоединена к зажимам цепи рабочего тока; этот ток проходит в контакторе через главные контакты, соединительный гибкий провод и катушку магнитного дутья. Дутье нужно для растягивания и гашения дуги между главными контактами.

Рассматриваемый контактор, помимо главной цепи, замыкает также контакты в цепи оперативного тока — так называемые б л о к - к о н т а к т ы, служащие для выполнения вспомогательных операций управления. Контактор переменного тока входит как составная часть в м а г н и т н ы й п у с к а т е л ь. Последний представляет собой комплектное устройство управления, состоящее из одного или нескольких электромагнитных контакторов, тепловых реле и кнопок управления. На рис. 18-17 показана схема магнитного непереворсивного пускателя переменного тока, а на рис. 18-18 показан его внешний вид с теми же обозначениями. Управление пускателем (рис. 18-12) осуществляется с помощью двух кнопок — «пуск» и «стоп», находящихся вне ящика пускателя, под рукой у рабочего. При нажатии кнопки «пуск» замыкается цепь оперативного тока — от провода *A* сети через контакты *4* одного теплового реле *5*, через катушку *1* контактора, через контакты *4* второго теплового реле *5*, через контакты кнопок «пуск» и «стоп» к проводу *C* сети. Под действием оперативного тока снабженный катушкой *1* электромагнит трехполюсного контактора притянет подвижной якорь. С последним жестко соединены главные подвижные контакты *2* (образующие двукратный разрыв цепи главного тока в каждой фазе) и блок-контакты *3* в цепи оперативного тока.

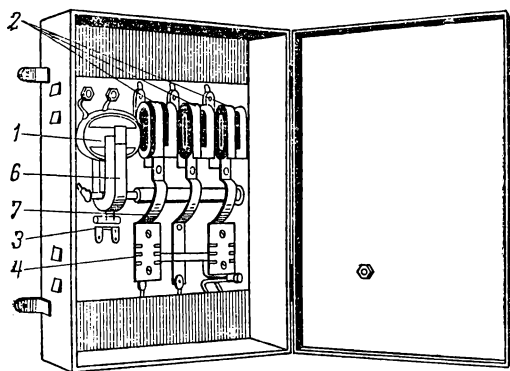


Рис. 18-18. Магнитный пускатель с открытой крышкой (опущены второстепенные детали).

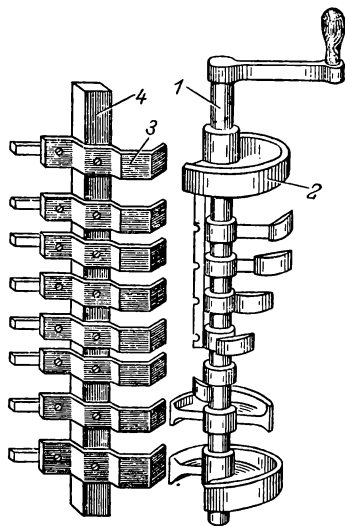


Рис. 18-19. Барабанный контроллер.

Двигатель будет пущен в ход, когда замкнутся все эти контакты.

Замыкание блок-контактов *3* нужно для того, чтобы замкнуть цепь оперативного тока помимо контактов кнопки «пуск» и, таким

образом, предупредить размыкание оперативного тока, когда кнопка «пуск» после нажатия возвратится в исходное положение.

При нажатии кнопки «стоп» размыкается цепь оперативного тока, катушка 1 контактора освобождает якорь, а главные контакты 2 под действием пружин размыкаются; двигатель останавливается.

Защита двигателя от перегрузок в магнитном пускателе обеспечивается двумя тепловыми реле с биметаллическими элементами (§ 1-3).

Вследствие значительной тепловой инерции тепловые реле недостаточно обеспечивают защиту от токов короткого замыкания, поэтому для защиты от внезапных коротких замыканий в цепи главного тока должны быть установлены плавкие предохранители (см. § 1-10).

**К о н т р о л л е р ы** представляют собой коммутационные аппараты, дающие возможность простым поворотом ручки или маховичка не только включать и выключать электрические цепи, но и производить сложные переключения элементов схемы управления электрических машин и аппаратов (например, пуск в ход, регулирование частоты вращения, реверсирование, электрическое торможение). Применение контроллера чрезвычайно упрощает работу обслуживающего персонала (водителя электровоза, рабочего у станка). Весьма наглядно устройство барабанного контроллера (рис. 18-19). На изолированном вращающемся валу 1 такого контроллера укреплены имеющие различную длину сегменты 2 (отрезки медных колец). Сегменты служат подвижными контактами, причем отдельные сегменты смещены на различные углы по отношению друг к другу. Некоторые сегменты электрически соединены между собой. Неподвижные пружинящие контакты контроллера, так называемые контактные пальцы 3, укреплены на неподвижном изолированном основании 4. Каждому контактному пальцу соответствует определенный сегмент на вращающейся части.

Контактные пальцы изолированы друг от друга, и к ним подведены провода, соединяющие контроллер с управляемой установкой. При поворачивании вала 1 сегменты 2 в определенной последовательности соприкасаются с контактными кольцами 3, и таким путем осуществляются необходимые переключения в управляемых электрических цепях установки.

На рис. 18-20 показана развернутая на плоскости схема применения контроллера для управления двигателем последовательного возбуждения посредством барабанного контроллера.

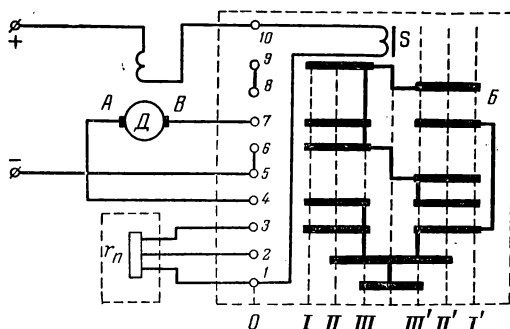


Рис. 18-20. Схема управления двигателем последовательного возбуждения посредством барабанного контроллера.

ный прямоугольник *Б* заключает в себе развернутую на плоскость схему барабана контроллера; полосы изображают контактные сегменты барабана. Барабан контроллера имеет семь различных положений: *0, I, II, III, III', II', I'*. В исходном положении барабана *0* двигатель выключен, так как все контактные пальцы касаются лишь изолированной поверхности барабана. Повороту барабана в положение *I* на схеме соответствует совмещение вертикальной линии *I* со столбцом контактных пальцев *1—9*. В этих условиях цепь тока замкнута — он проходит через последовательную обмотку возбуждения двигателя, катушку *S* — магнитного дутья (служащую для гашения дуги между подвижными и неподвижными контактами контроллера), контактный палец *1*, обе части пускового реостата  $r_{\text{д}}$ , палец *3*, два сегмента барабана, палец *4*, щетку *A* в якорь двигателя *Д*, а из последнего через щетку *B*, палец *7*, два сегмента барабана и палец *6* в сеть.

Легко проследить, что поворотом барабана в положение *II* его сегменты закорачивают половину сопротивления реостата  $r_{\text{д}}$ . При положении *III* барабана реостат  $r_{\text{д}}$  весь закорочен и, следовательно, на зажимы двигателя подано полное напряжение сети.

Если повернуть барабан из положения *0* в противоположную сторону, т. е. в положение *I'*, то направление тока в якоре изменится по отношению к направлению при положениях *I—III* и якорь начнет вращаться в противоположном направлении.

Если реостат  $r_{\text{д}}$  рассчитан на длительную нагрузку рабочим током двигателя, то с помощью контроллера можно также регулировать частоту вращения двигателя.

Барабанный контроллер может безотказно работать лишь при небольшом числе включений в час. Значительно лучше работает кулачковый контроллер (командоконтроллер). Основной его деталью является коммутирующее устройство кулачкового типа — кулачковый контакторный элемент. Схема подобного устройства, коммутирующего две цепи, показана на рис. 18-21. Здесь на управляющем валу *1* укреплены управляющие изоляционные кулачки *2*. Две пружины *3* создают необходимое давление подвижных контактов *5* мостикового типа на неподвижные контакты *4*, укрепленные на изолирующей плите *6*. При повороте вала выступ кулачка давит на ролик *7* и при посредстве последнего отжимает подвижные контакты и размыкает управляемую цепь в двух местах. Когда же при повороте вала выступ кулачка отходит от ролика, пружина *8* поворачивает рычаг, несущий подвижные контакты, и цепь замыкается.

Вдоль вала контроллера может быть размещено значительное число таких контакторных элементов, что дает возможность одновременно регулировать работу многих цепей (например, 12 в контроллерах промышленных электровозов). Чтобы упростить понимание сложных схем управления, составляется контроллерная диаграмма, которая показывает последовательность включения контакторных элементов (рис. 18-22). В ней по вертикали указаны номера контактов, а по горизонтали положения вала контроллера и

состояние контактов. Если при данном положении вала контакт замкнут, то против него стоит крестик, если он разомкнут, то в диаграмме против него остается пустое место.

В цепях управления электродвигателями, в особенности при автоматизации управления, существенное значение имеют выключатели, срабатывающие (отключающие, включающие и переключающие), когда приводимый двигателем механизм поворачивается или перемещается на определенное расстояние.

Концевой выключатель разрывает главную цепь или цепь управления двигателем в результате нажима управляющего

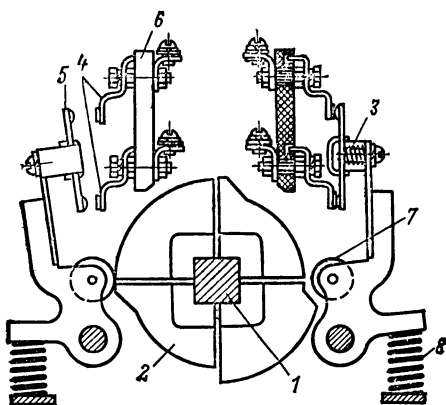


Рис. 18-21. Элемент кулачкового командоконтроллера, управляющий двумя цепями.

Контроллерная диаграмма управления двигателем							
№ контак- тов	Вперед			Назад			
	I	II	III	0	III'	II'	I'
1				×			
2	×	×	×		×	×	×
3					×	×	×
4	×	×	×				
5	×	×				×	×
6	×						×

Рис. 18-22. Контроллерная диаграмма.

упора (кулачка). Эти выключатели имеют особо важное значение в подъемных устройствах.

Путевые выключатели коммутируют электрические цепи под воздействием управляющих упоров (кулачков), когда контролируемый объект проходит определенные точки своего пути.

По существу это варианты кулачковых командоаппаратов в ряде случаев существенно упрощенные.

Описанная здесь аппаратура представляет собой лишь относительно простые примеры подобных устройств. В настоящее время электротехническая аппаратура в большой своей части узко специализирована, т. е. приспособлена к особенностям условий и требований отдельных отраслей промышленности (горное электрооборудование, электрооборудование металлорежущих станков, электрооборудование строительных площадок и т. д.). Подобное оборудование изучается в специальных курсах. Одна из задач нашей книги — подготовка учащихся к слушанию этих курсов.

## АЛФАВИТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

### А

Автоматическая линия машин 517  
 Автоматический выключатель 532  
   — мост 376  
   — потенциометр 380  
 Автоматическое сеточное смещение 301  
 Автотрансформатор 235  
 Автотрансформаторный пуск 418, 507  
 Аквадаг 372  
 Активная мощность 112  
   — — несинусоидального тока 164  
   — проводимость 107  
 Активное напряжение 97  
   — сопротивление 93  
 Активный ток 107  
 Акцептор 261  
 Ампер 12  
 Амперметр 11, 328  
 Амплидин 482  
 Амплитуда 88  
 Аналитический расчет нелинейной цепи 52  
 Анодно-сеточная характеристика 300  
 Асинхронная машина 385  
 Асинхронный генератор 424  
   — пуск синхронного двигателя 506  
   — тормоз 425  
 Астатическая система 345

### Б

База транзистора 269  
 Барабанный якорь 447  
 Бегущая магнитная волна 393  
 Беличье колесо 388  
 Биметаллический элемент 34  
 Близости эффект 95  
 Блок-контакты 549  
 Броневой сердечник 241

### В

Ватт 25  
 Ваттметр 25, 147  
 Вебер 66  
 Вектор 13, 65  
 Векторная диаграмма 98  
   — — асинхронного двигателя 401, 404  
   — — синхронной машины 502, 509, 513  
   — — трансформатора 213, 223  
 Вентиль 294  
 Взаимная индукция 80  
 Взаимодействие проводов 75  
 Вибратор 366  
 Вибропреобразователь 382  
 Вихревые токи 76, 185  
 Внешний фотоэффект 319  
 Внешняя характеристика 460, 463  
 Внутреннее сопротивление 23, 212, 460, 500  
 Внутренний фотоэффект 285  
 Водородное охлаждение 504  
 Возбудитель 89  
 Воздушное дутье 540

Воздушный выключатель 539  
   — успокоитель 335  
 Волна 87  
 Волновая обмотка 448  
 Вольт 14  
 Вольт-ампер 113  
 Вольтметр 15  
 Вращающееся магнитное поле 154, 393  
 Вращающий момент 339, 344, 346, 409, 449, 471  
 Вторичная обмотка 208  
   — эмиссия 293  
 Вторичное реле 544  
 Выбор двигателя 522, 527  
 Выдержка времени 534, 542  
 Выпрямительная измерительная система 341  
 Выпрямление переменного тока 168  
 Высшие гармонические 160

### Г

Газовое дутье 539  
   — реле 246  
 Гаусс 67  
 Генератор 10, 89, 186, 284  
   — двигатель (Г — Д) 474  
   — пилообразных импульсов 284, 373  
 Генератор постоянного тока 464  
 Генри 78  
 Герц 85  
 Гистерезис 184  
 Глубокий паз 423  
 ГОЭЛРО 6  
 Графические обозначения 18, 209, 327, 336  
 Групповой щиток 32  
 Группы соединений обмоток трансформаторов 233

### Д

Двигатели постоянного тока 480  
 Двойная беличья клетка 421  
 Двухполупериодное выпрямление 170  
 Двухфазный двигатель 433  
 Действующее значение силы тока 90, 91  
 Децибел 273  
 Джоуль 24  
 Диамagnetики 66  
 Динатронный эффект 304  
 Диод 262, 293  
 Дифференциальные параметры 52  
 Дифференциальный метод измерения 324  
 Диэлектрическая проницаемость 56  
 Длина волны 86  
 Добавочное сопротивление 335  
 Добротность контура 115  
 Доливо-Добровольский М. О. 385  
 Донор 261  
 Дополнительные полюсы 453  
 Дрейф 10  
 Дроссель насыщения 253  
 Дырочная проводимость 260



## Е

Емкостная проводимость 110  
Емкостное сопротивление 96  
Емкость 59  
— междудуэлектронная 303

## З

Заземление 134  
Закон Ома 17, 19, 110  
— полного тока 68  
Законы Кирхгофа 21, 23, 38  
— коммутации 191  
— Фарадея 12  
Запирающий слой 262  
Звезда 144

## И

Игнитрон 318  
Идеальный холостой ход 406  
Изменение напряжения генератора постоянного тока 463  
— трансформатора 227  
Измерение мощности трехфазной системы 144  
Измерительная цепь 335  
Измерительные клещи 251  
— трансформаторы 246  
Измерительный механизм 337  
Импульсное регулирование 177  
Инвертор 282  
Индуктивное сопротивление 226  
— рассеяния 182  
Индуктивность 78  
— взаимная 80  
Индукционная измерительная система 349  
Ионизация 278, 311  
Ионный прибор 290  
Искусственная нулевая точка 145  
Источник напряжения 36  
— тока 36  
— электрической энергии 10, 36  
— в. д. с. 35

## К

Кажущаяся мощность 144  
Кажущееся сопротивление 127  
Калория 27  
Катод 292  
Катодное пятно 314  
Катушечная группа 396  
Катушка со сталью 177  
Кенотрон 297  
Керны 330  
Классы точности 326  
— усиления 277, 307  
Коллектор 440  
— транзистора 269  
Коллекторные двигатели переменного тока 488  
— характеристики транзистора 270  
Кольцевой якорь 444  
Коммутация 456  
Компенсатор трения 357  
Компенсационная обмотка 454  
Компенсация сдвига фаз 120  
Комплексная мощность 124  
Конденсатор 60  
Конденсаторный двигатель 433  
Контактор 548  
Контроллер 550  
Контурный ток 43  
Короткое замыкание 31  
— трансформатора 224  
Корректор 333  
Коваритивная сила 71  
Коэффициент мощности 103  
Трансформация 214, 406  
Кратковременный режим электропривода 521  
Кратность тока 33  
Кремниевый диод 266  
Кривая намагничивания 70  
Критическое скольжение 412

Круговой огонь 458  
Крутизна характеристики 297, 302

## Л

Лавинный пробой 268  
Ларионов А. Н. 172  
ЛАТР 237  
Ленца принцип 76  
Линеаризация характеристик 52  
Линейное напряжение 138  
Линейный ток 138  
Лобовые соединения 392  
Логометр 351

## М

Магнитная индукция 65  
— постоянная 66  
— проницаемость 66  
— цель 69  
Магнитное дутье 548  
— запаздывание 71  
— отклонение электронного луча 310  
— сопротивление 73  
Магнитный поток 66  
— пускатель 550  
— усилитель (МУ) 253  
Магнитодвижущая сила 73  
Магнитоэлектрическая измерительная система 337  
Магниты 72, 338  
Максвелл 67  
Максимальное реле 542  
Максимальный момент асинхронного двигателя 413  
Масляное дутье 539  
Масляный выключатель 536  
— трансформатор 244  
Маховой момент 519  
Мгновенная мощность 103  
— перегрузочная мощность 522  
Мгновенное значение 88  
Мегомметр 364  
Мера 322  
Механические характеристики 414, 415, 508  
Микроскоп электронный 310  
Минимальное реле 542  
Многоскоростные двигатели 428  
Многофазное выпрямление 171  
Модулированные колебания 173  
Модулятор 370  
Момент инерции 518  
Мощность 103  
— искажения 165  
— несинусоидальных токов 165  
— переменного тока 103  
— трехфазной системы 142

## Н

Наложения принцип 45  
Намагничивающая сила 65  
Напряжение 14  
Напряженность магнитного поля 65  
— электрического поля 13, 57  
Начальная фаза 88  
Небаланса напряжение 376  
Нейтраль 134  
— геометрическая 450  
— физическая 450  
Нейтральная зона 445  
Нелинейная цепь 50  
Несимметричная нагрузка 149  
Несинусоидальные токи 159  
Неявнополусный ротор 492  
Нулевой метод 324  
— прибор 324  
— провод 134, 138

## О

Обмотки машин переменного тока 389, 489, 497

Обмотки машин постоянного тока 478  
 — трансформатора 240  
 Обмоточный коэффициент 396  
 Обратная связь 274, 486, 487  
 Обратное зажигание 315  
 Объемный заряд 294  
 Однополупериодное выпрямление 168  
 Однофазный асинхронный двигатель 432  
 Окраска фаз 531  
 Ом 17  
 Ома законы 17  
 Омическое сопротивление 93  
 Омметр 362  
 Опыт короткого замыкания трансформатора 224  
 — холостого хода трансформатора 212  
 Основная погрешность 326  
 Основные носители заряда 262  
 Осциллограф светолучевой 366  
 Осциллограф электронный 369  
 Отметчик времени 369  
 Отсечка 301  
 Охлаждение трансформатора 242

## П

Паз 391  
 Параллельная работа генераторов постоянного тока 465  
 — — синхронных генераторов 504  
 — — трансформаторов 239  
 Параллельное возбуждение 462  
 — соединение 21  
 — — конденсаторов 60  
 Параметры диода 296  
 — триода 302  
 Пентод 305  
 Первичная обмотка 208  
 Первичное реле 544  
 Переключение со звезды на треугольник 419  
 — числа полюсов асинхронной машины 429  
 Переменные потери 229, 416, 503  
 Перенапряжения 118  
 Переходное сопротивление контактов 531  
 Переходные процессы 191  
 Период коммутации 85, 455  
 — переменного тока 113  
 Пермаллой 254  
 Петлевая обмотка 447  
 Петля гистерезиса 254  
 Плавкий предохранитель 32  
 Плазма газовая 311  
 Плоский конденсатор 60  
 Плотность тока 13  
 Поверхностное удельное сопротивление 65  
 Поверхностный эффект 93, 94  
 Повторно-кратковременный режим 521  
 Погрешность измерения 324  
 — напряжения 248  
 — тока 249  
 Подвозбудитель 494  
 Подогревный катод 292  
 Подпятники 331  
 Подъемная сила 84  
 Полная мощность 112, 113  
 — проводимость 107  
 Полное сопротивление 98  
 Положительное направление токов 99  
 Полупроводники 259  
 Полусное деление 391  
 Поляризованное реле 382  
 Поперечное поле 450  
 Поправка 325  
 Последовательное соединение 97  
 — — конденсаторов 61  
 Постоянная времени 194  
 — счетчика 355  
 Постоянные потери 229, 416, 503  
 Потенциал 15  
 Потенциальная диаграмма 23  
 Потенциальный барьер 263, 295

Потенциометр 380  
 Потери напряжения 125, 153  
 Поток магнитный 66  
 — — рассеяния 181, 217, 393, 500  
 — смещения 56  
 Потокосцепление 81  
 Правильной левой руки 74  
 — правой руки 76  
 Превышение температуры 28  
 Предохранители плавкие 32  
 Приведенная система 519  
 Приведенные сопротивления 222  
 Приведенный вторичный ток 217  
 Примесная проводимость 261  
 Принужденный процесс 198  
 Пробой 264, 268  
 Проводимость 107  
 Промежуточное реле 545  
 Противозлектродвижущая сила 449  
 Пусковой реостат 421  
 ПУЭ 24, 30

## Р

Работа выхода 291  
 Рабочая точка триода 301  
 Радиолокационные устройства 310  
 Развертка по времени 369  
 Разрешающая способность 310  
 Разъединитель 534  
 Растяжки 330  
 Расчет намагничивающего тока 220  
 — проводов 31  
 Расширитель 245  
 Реактивная мощность 105, 112, 142  
 — проводимость 107  
 Реактивное напряжение 97  
 — сопротивление 94  
 Реактивный ток 105, 107  
 Реакция якоря 499  
 Реверсирование 391, 471, 475  
 Регулирование скорости по моменту 473  
 — — по мощности 474  
 Резистор 17  
 Резонанс 102, 111, 114, 115  
 Релаксационный генератор 284  
 Реле 544  
 — времени 547  
 — газовое 246  
 Реостатно-емкостная связь 305  
 Ротор 89, 386  
 Ртутный выпрямитель 313

## С

Самовозбуждение 486  
 Самоход счетчика 358  
 Световая характеристика фотоэлемента 319  
 Световой указатель 331  
 Свободный процесс 198  
 Сдвиг фаз 88  
 Секция обмотки 389  
 Селективность 542  
 Сетка 298  
 СИ 12  
 Сила тока 12  
 Символический метод 121  
 Сименс 17  
 Симметричная трехфазная система 136  
 Синусоидальный ток 86  
 Синхронизация 495  
 Синхронная машина 500  
 Синхронное вращение 159  
 — индуктивное сопротивление 501  
 Синхронный компенсатор 493  
 Синхроскоп 505  
 Скольжение 158, 531  
 Скос пазов ротора 417  
 Смешанное соединение 111  
 Смещение электрическое 56  
 Собственное потребление приборов 328  
 Совокупное измерение 323  
 Согласование сопротивлений 40

Соппротивление 17  
 — дифференциальное 52  
 — короткого замыкания 225  
 Стабилизатор напряжения 267  
 Стабилизирующая обмотка 472  
 Старение изоляции 243  
 Статическая устойчивость 3  
 Статические характеристики 300  
 Статическое сопротивление 296  
 Стор 89, 385, 386  
 Стержневой сердечник (магнитопровод) 241  
 Схема замещения — см. Эквивалентная  
 схема  
 Счетчик 354

## Т

Телевизионная трубка 310  
 Теорема Гаусса — Остроградского 56  
 Темновое сопротивление 286  
 Температурный коэффициент 20  
 Тепловая измерительная система 350  
 Тепловое реле 34  
 Термоэлектрическая измерительная система 343  
 Термоэлектронная эмиссия 292  
 Тесла 67  
 Тетрод 303  
 Тиратрон 312  
 Тиристор 277  
 Ток 11  
 Торможение противовключением 477  
 Тормоз электромагнитный 425  
 Тормозящий момент 354  
 Тороид 69  
 Точность измерения 325  
 Транзистор 268  
 Трансформатор 208  
 — напряжения 247  
 — тока 248  
 Треугольник 40  
 — мощностей 113  
 — напряжений 113  
 — проводимостей 107  
 — сопротивлений 97  
 — токов 107  
 Трехобмоточный трансформатор 238  
 Трехпроводная система 133  
 Трехфазная система 135  
 Трехфазный трансформатор 230  
 Триод 268, 298  
 Трубчатые предохранители 33  
 Турбогенератор 492

## У

Угловая погрешность 248  
 — характеристика синхронной машины 510  
 — частота 87  
 Удельная проводимость 20  
 — энергия магнитного поля 84  
 — — электрического поля 63  
 Удельное сопротивление 19  
 Узел 21, 38  
 Улучшение коэффициента мощности 121  
 Универсальная характеристика асинхронной машины 425  
 — машины параллельного возбуждения 477  
 Усилитель 272  
 — ламповый 305  
 — магнитный 253  
 — транзисторный 275  
 — электромашинный 481  
 Успокоитель 334  
 Устойчивость к коротким замыканиям 251

## Ф

Фаза 134  
 Фазное напряжение 138

Фазный ротор 388  
 Фазовращающая схема 313  
 Фазорегулятор 439  
 Фазочувствительный усилитель 378  
 Фарада 60  
 Ферродинамическая измерительная система 349  
 Ферромагнетики 66  
 Феррорезонанс 187  
 Фоторезистор 285  
 Фотореле 321  
 Фотосопротивление 285  
 Фотоэлектронная эмиссия 319  
 Фотоэлектронный умножитель 321  
 Фотоэлементы 285

## Х

Холостой ход 18, 129, 212, 406, 450, 469, 472, 498

## Ц

Цепь электрическая 96  
 — содержащая вентили 168  
 Цикл 85  
 Цоколевка электронной лампы 298

## Ч

Частота 85  
 Частотные характеристики 117  
 Частотомер 365  
 Четырехполосник 127  
 Чувствительность 320, 340, 375, 542

## Ш

Шаг обмотки 392  
 Шины 530  
 Широтно-импульсное регулирование 175  
 Шунт 22

## Щ

Щетки 442

## Э

Эквивалентная емкость 61  
 — — схема асинхронного двигателя 407  
 — — четырехполосника 130  
 Экономичность катода 293  
 Электрификация 3  
 Электрическая постоянная 58  
 — прочность 63  
 Электродвижущая сила самоиндукции 78  
 — — якоря 448  
 Электродинамическая измерительная система 346  
 Электромагнитная индукция 75  
 — измерительная система 343  
 — сила 74  
 Электромагнитный момент 449  
 — тормоз 425, 477  
 Электромашинный усилитель 482  
 Электронная оптика 309  
 — проводимость 260  
 Электронные измерительные приборы 336, 369  
 Электропривод 515  
 Электростатическая измерительная система 350  
 Электрехимический эквивалент 12  
 Эмиссия электронная 291  
 Эмиттер 269  
 Энергетическая диаграмма асинхронного двигателя 407  
 — — двигателя постоянного тока 468  
 — — синхронного генератора 503  
 — — трансформатора 211  
 Эрстед 67

## Я

Якорь 441

## ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение . . . . .	3
В-1. Электроэнергетика СССР и ее развитие в девятой пятилетке . . . . .	3
В-2. Электрическая цепь . . . . .	10
В-3. Напряжение и электродвижущая сила . . . . .	13
В-4. Сопротивление . . . . .	16
В-5. Законы Кирхгофа . . . . .	21
В-6. Расчет проводов постоянного тока на потерю и отклонение на- пряжения . . . . .	23
В-7. Работа и мощность электрического тока . . . . .	24
<b>Г л а в а п е р в а я . Т е п л о в о е д е й с т в и е т о к а . . . . .</b>	<b>26</b>
1-1. Уравнение нагревания проводника током . . . . .	26
1-2. Расчет проводов на нагревание . . . . .	29
1-3. Короткие замыкания и тепловая защита . . . . .	31
<b>Г л а в а в т о р а я . М е т о д ы р а с ч е т а э л е к т р и ч е с к и х ц е п е й п о с т о я н н о т о к а . . . . .</b>	<b>35</b>
2-1. Эквивалентные схемы источника электрической энергии . . . . .	35
2-2. Расчет смешанного соединения приемников электрической энергии . . . . .	37
2-3. Применение законов Кирхгофа для расчетов электрических цепей . . . . .	38
2-4. Метод преобразования схемы . . . . .	40
2-5. Метод узлового напряжения . . . . .	42
2-6. Метод контурных токов . . . . .	43
2-7. Принцип и метод наложения . . . . .	45
2-8. Метод эквивалентного генератора . . . . .	47
2-9. Согласование сопротивлений . . . . .	48
2-10. Нелинейные цепи постоянного тока . . . . .	50
<b>Г л а в а т р е т ь я . Э л е к т р и ч е с к о е п о л е и е м к о с т ь э л е к т р о т е х н и ч е с к и х у с т р о й с т в . . . . .</b>	<b>55</b>
3-1. Технические характеристики электрического поля . . . . .	55
3-2. Диэлектрическая проницаемость и электрическая постоян- ная . . . . .	58
3-3. Емкость и конденсатор . . . . .	59
3-4. Заряд емкости через сопротивление . . . . .	62
3-5. Электрические свойства изоляционных материалов . . . . .	63
<b>Г л а в а ч е т в е р т а я . Э л е к т р о м а г н и т н ы е р а с ч е т ы . . . . .</b>	<b>65</b>
4-1. Основные характеристики магнитного поля тока . . . . .	65
4-2. Две системы магнитных единиц измерения . . . . .	66
4-3. Закон полного тока . . . . .	68
4-4. Ферромагнетики . . . . .	69
4-5. Расчет магнитной цепи . . . . .	72
4-6. Закон Ома для магнитной цепи . . . . .	73
4-7. Механические силы и работа тока в магнитном поле . . . . .	74

4-8.	Электромагнитная индукция . . . . .	75
4-9.	Электродвижущая сила, индуцируемая в катушке, и потосцепление . . . . .	77
4-10.	Индуктивность . . . . .	78
4-11.	Взаимные индукция и индуктивность . . . . .	80
4-12.	Электромагнитная сила и энергия магнитного поля . . . .	83
<b>Глава пятая. Синусоидальный переменный ток . . . . .</b>		<b>85</b>
5-1.	Период, частота и длина волны переменного тока . . . . .	85
5-2.	Синусоидальный ток . . . . .	86
5-3.	Получение переменного тока . . . . .	89
5-4.	Действующие значения переменных токов и напряжений. . .	90
5-5.	Закон Ома для простейших цепей переменного тока . . . . .	92
5-6.	Последовательное соединение индуктивности и активного сопротивления . . . . .	97
5-7.	Построение векторных диаграмм . . . . .	98
5-8.	Последовательное соединение активных сопротивлений, индуктивностей и емкостей . . . . .	100
5-9.	Активная мощность . . . . .	102
5-10.	Кривые мгновенной мощности . . . . .	103
5-11.	Активный и реактивный токи и треугольник проводимостей	106
5-12.	Параллельное соединение приемников переменного тока . . .	108
5-13.	Смешанное соединение приемников переменного тока . . . .	111
5-14.	Полная и реактивная мощности . . . . .	112
5-15.	Явления резонанса в цепях переменного тока . . . . .	114
5-16.	Повышение коэффициента мощности . . . . .	120
5-17.	Символический метод . . . . .	121
5-18.	Расчет цепи переменного тока с применением символических изображений векторов . . . . .	124
5-19.	Расчет линий переменного тока на потерю напряжения . . . .	125
5-20.	Основные соотношения четырехполюсника . . . . .	127
<b>Глава шестая. Трехфазная система . . . . .</b>		<b>133</b>
6-1.	Трехпроводная система . . . . .	133
6-2.	Многофазные и трехфазная системы . . . . .	134
6-3.	Соединение по схеме звезды . . . . .	137
6-4.	Соединение по схеме треугольника . . . . .	140
6-5.	Активная, реактивная и полная мощности трехфазной симметричной системы . . . . .	142
6-6.	Сопоставление условий при соединении по схемам звезды и треугольника . . . . .	143
6-7.	Измерение мощности трехфазной системы . . . . .	144
6-8.	Расчет трехфазной цепи при симметричной нагрузке . . . .	147
6-9.	Расчет трехфазной несимметричной цепи . . . . .	149
6-10.	Потери напряжения в трехфазной линии . . . . .	153
6-11.	Вращающееся магнитное поле . . . . .	154
<b>Глава седьмая. Несинусоидальные периодические токи . . . .</b>		<b>159</b>
7-1.	Общие сведения . . . . .	159
7-2.	Действующие значения периодических несинусоидальных токов и напряжений . . . . .	162
7-3.	Мощность несинусоидальных токов . . . . .	164
7-4.	Электрические фильтры . . . . .	165
7-5.	Цепи переменного тока, содержащие вентили . . . . .	168
7-6.	Модулированные колебания . . . . .	173
7-7.	Импульсное регулирование . . . . .	175
<b>Глава восьмая. Катушка со стальным сердечником в цепи переменного тока . . . . .</b>		<b>177</b>
8-1.	Переменный магнитный поток в катушке со стальным сердечником . . . . .	177

8-2.	Переменный ток, намагничивающий сталь . . . . .	179
8-3.	Магнитный поток рассеяния . . . . .	181
8-4.	Векторная диаграмма и эквивалентная схема катушки со стальным сердечником . . . . .	182
8-5.	Потери в стали при переменном намагничивании . . . . .	184
8-6.	Расчет переменного намагничивающего тока . . . . .	186
8-7.	Явления феррорезонанса . . . . .	187
<b>Глава девятая. Переходные процессы . . . . .</b>		<b>191</b>
9-1.	Два закона коммутации . . . . .	191
9-2.	Принужденные и свободные составляющие переходных токов и напряжений . . . . .	198
9-3.	Колебательный разряд емкости на индуктивность и сопротивление . . . . .	201
9-4.	Включение под синусоидальное напряжение цепи, содержащей индуктивность и активное сопротивление . . . . .	204
9-5.	Включение под синусоидальное напряжение цепи, содержащей емкость и активное сопротивление . . . . .	206
<b>Глава десятая. Трансформаторы . . . . .</b>		<b>208</b>
10-1.	Общие сведения . . . . .	208
10-2.	Холостой ход трансформатора . . . . .	212
10-3.	Намагничивающие силы и токи в нагруженном трансформаторе . . . . .	216
10-4.	Вторичное напряжение . . . . .	217
10-5.	Построение векторных диаграмм нагруженного трансформатора . . . . .	219
10-6.	Параметры и векторная диаграмма приведенного трансформатора . . . . .	220
10-7.	Эквивалентная схема трансформатора и ее векторная диаграмма . . . . .	222
10-8.	Короткое замыкание трансформатора . . . . .	224
10-9.	Изменение напряжения трансформатора . . . . .	227
10-10.	Коэффициент полезного действия трансформатора и его зависимость от нагрузки . . . . .	228
10-11.	Особенности трехфазных трансформаторов . . . . .	230
10-12.	Группы соединений обмоток трансформаторов . . . . .	233
10-13.	Однофазные и трехфазные автотрансформаторы . . . . .	235
10-14.	Многообмоточные трансформаторы . . . . .	237
10-15.	Параллельная работа трансформаторов . . . . .	239
10-16.	Устройство сердечника (магнитопровода) и обмоток . . . . .	240
10-17.	Нагревание и охлаждение трансформаторов . . . . .	242
10-18.	Измерительные трансформаторы . . . . .	246
10-19.	Дроссель насыщения и магнитный усилитель . . . . .	253
<b>Глава одиннадцатая. Полупроводниковые приборы . . . . .</b>		<b>259</b>
11-1.	Общие сведения . . . . .	259
11-2.	Полупроводниковые диоды . . . . .	262
11-3.	Полупроводниковый триод (транзистор) . . . . .	268
11-4.	Усилители . . . . .	271
11-5.	Обратная связь в усилителях . . . . .	274
11-6.	Транзисторные усилители . . . . .	275
11-7.	Полупроводниковый управляемый вентиль — тиристор . . . . .	277
11-8.	Релаксационный тиристорный генератор . . . . .	284
11-9.	Полупроводниковые фотоэлементы . . . . .	285
<b>Глава двенадцатая. Электронные и ионные приборы . . . . .</b>		<b>289</b>
12-1.	Общие сведения . . . . .	289
12-2.	Работа выхода электрона . . . . .	291
12-3.	Термоэлектронная эмиссия . . . . .	292
12-4.	Устройство и характеристики диода . . . . .	293

12-5. Устройство и характеристики триода . . . . .	298
12-6. Параметры триода . . . . .	302
12-7. Тетрод и пентод . . . . .	303
12-8. Усилители на электронных лампах . . . . .	305
12-9. Электроннолучевые трубки . . . . .	307
12-10. Особенности газового разряда в ионных приборах . . . . .	311
12-11. Тиратрон . . . . .	312
12-12. Однофазный ртутный выпрямитель . . . . .	313
12-13. Многофазные ртутные выпрямители . . . . .	316
12-14. Вакуумные фотоэлементы . . . . .	318
<b>Глава тринадцатая. Электрические измерения . . . . .</b>	<b>321</b>
13-1. Значение электрических измерений . . . . .	321
13-2. Меры, измерительные приборы и методы измерений . . . . .	322
13-3. Числовые выражения погрешностей измерения и классы точности . . . . .	324
13-4. Потребление энергии электроизмерительными приборами . . . . .	328
13-5. Механические узлы приборов прямого отсчета . . . . .	330
13-6. Успокоители . . . . .	334
13-7. Системы электроизмерительных механизмов . . . . .	335
13-8. Логометры . . . . .	351
13-9. Счетчики электрической энергии . . . . .	354
13-10. Омметры . . . . .	362
13-11. Частотомеры . . . . .	365
13-12. Светолучевой осциллограф . . . . .	366
13-13. Электронный осциллограф . . . . .	369
13-14. Электронные автоматические мосты и потенциометры . . . . .	375
13-15. Цифровые электроизмерительные приборы . . . . .	383
<b>Глава четырнадцатая. Асинхронные бесколлекторные машины . . . . .</b>	<b>385</b>
14-1. Общие сведения . . . . .	385
14-2. Устройство ротора . . . . .	387
14-3. Обмотка статора . . . . .	388
14-4. Бегущие магнитные волны . . . . .	393
14-5. Электродвижущая сила, индуцируемая в обмотке статора . . . . .	395
14-6. Напряжение на зажимах статора . . . . .	397
14-7. Электродвижущая сила и сила тока в обмотке ротора . . . . .	398
14-8. Вращение поля ротора . . . . .	399
14-9. Векторные диаграммы двигателя . . . . .	400
14-10. Эквивалентная схема двигателя . . . . .	405
14-11. Энергетическая диаграмма двигателя . . . . .	407
14-12. Вращающий момент двигателя . . . . .	409
14-13. Зависимость вращающего момента от скольжения и механическая характеристика двигателя . . . . .	411
14-14. Рабочие характеристики двигателя . . . . .	415
14-15. Пуск в ход двигателей . . . . .	417
14-16. Механическая характеристика асинхронной машины . . . . .	424
14-17. Методы регулирования частоты вращения двигателей . . . . .	426
14-18. Двухфазные и однофазные двигатели . . . . .	432
14-19. Индукционный регулятор и фазорегулятор . . . . .	437
<b>Глава пятнадцатая. Машины постоянного тока . . . . .</b>	<b>439</b>
15-1. Общие сведения . . . . .	439
15-2. Устройство машины постоянного тока . . . . .	440
15-3. Выпрямление переменной э. д. с. посредством коллектора и щеток . . . . .	444
15-4. Обмотки барабанного якоря . . . . .	447
15-5. Электродвижущая сила и электромагнитный момент машин постоянного тока . . . . .	448
15-6. Реакция якоря . . . . .	450

15-7.	Коммутация в машинах постоянного тока . . . . .	454
15-8.	Генератор независимого возбуждения . . . . .	458
15-9.	Самовозбуждение генераторов . . . . .	461
15-10.	Генераторы параллельного, последовательного и смешанного возбуждения . . . . .	462
15-11.	Параллельная работа генераторов параллельного возбужде- ния . . . . .	465
15-12.	Режим двигателя . . . . .	467
15-13.	Двигатель параллельного возбуждения . . . . .	470
15-14.	Двигатель последовательного возбуждения . . . . .	477
15-15.	Смешанное возбуждение электродвигателей . . . . .	480
15-16.	Электромашинный усилитель . . . . .	481
15-17.	Коллекторные машины переменного тока . . . . .	488
<b>Глава шестнадцатая. Синхронные машины . . . . .</b>		<b>491</b>
16-1.	Общие сведения . . . . .	491
16-2.	Получение синусоидальной э. д. с. в синхронном генераторе	497
16-3.	Внутренние сопротивления и напряжение синхронной ма- шины . . . . .	500
16-4.	Упрощенная векторная диаграмма синхронного генератора	501
16-5.	Номинальная мощность, потери и к. п. д. генератора . . . . .	502
16-6.	Включение синхронного генератора на параллельную работу	504
16-7.	Асинхронный пуск синхронного двигателя . . . . .	506
16-8.	Электромагнитный момент синхронной машины . . . . .	508
16-9.	Влияние изменений тока возбуждения на реактивный ток двигателя . . . . .	513
<b>Глава семнадцатая. Электропривод . . . . .</b>		<b>515</b>
17-1.	Общие сведения . . . . .	515
17-2.	Основные режимы работы электроприводов . . . . .	521
17-3.	Выбор мощности электродвигателя . . . . .	522
17-4.	Выбор вида и типа двигателя и рода тока . . . . .	527
<b>Глава восемнадцатая. Электротехническая аппаратура . . . . .</b>		<b>530</b>
18-1.	Общие сведения . . . . .	530
18-2.	Автоматические воздушные выключатели . . . . .	532
18-3.	Выключатели высокого напряжения . . . . .	534
18-4.	Реле и релейная защита . . . . .	541
18-5.	Контакты, магнитные пускатели и контроллеры . . . . .	547
<b>Алфавитный указатель . . . . .</b>		<b>552</b>





1173K