

ПРОФЕССИОНАЛЬНОЕ ОБРАЗОВАНИЕ

СХЕМОТЕХНИКА

РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ

О. П. Новожилов

2-е издание



УМО СПО рекомендует

Юрайт
ИЗДАТЕЛЬСТВО
biblio-online.ru

О. П. Новожилов

СХЕМОТЕХНИКА РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ

УЧЕБНОЕ ПОСОБИЕ ДЛЯ СПО

2-е издание, исправленное и дополненное

Рекомендовано Учебно-методическим отделом среднего профессионального образования в качестве учебного пособия для студентов образовательных учреждений среднего профессионального образования

**Книга доступна на образовательной платформе «Юрайт» urait.ru,
а также в мобильном приложении «Юрайт.Библиотека»**

Москва • Юрайт • 2021

УДК 621.396.6(075.32)

ББК 32.849я723

Н74

Автор:

Новожилов Олег Петрович, доктор технических наук, профессор.

Рецензенты:

Кузовкин В. А. — доктор технических наук, профессор кафедры электротехники, электроники и автоматики Московского государственного технологического университета «СТАНКИН»;

Богаченков А. Н. — кандидат технических наук, доцент.

Новожилов, О. П.

Н74 Схемотехника радиоприемных устройств : учебное пособие для среднего профессионального образования / О. П. Новожилов. — 2-е изд., испр. и доп. — Москва : Издательство Юрайт, 2021. — 256 с. — (Профессиональное образование). — Текст : непосредственный.

ISBN 978-5-534-09925-6

В настоящем учебном пособии изложены общие принципы построения, работы и взаимодействия основных функциональных узлов радиоприемной аппаратуры; особенности схемных решений функциональных узлов в интегральном исполнении; принципы построения, работы и основы проектирования радиоприемных устройств.

Соответствует актуальным требованиям Федерального государственного образовательного стандарта среднего профессионального образования и профессиональным требованиям.

Для студентов образовательных учреждений среднего профессионального образования.

УДК 621.396.6(075.32)

ББК 32.849я723

Все права защищены. Никакая часть данной книги не может быть воспроизведена в какой бы то ни было форме без письменного разрешения владельцев авторских прав.

ISBN 978-5-534-09925-6

© Новожилов О. П., 2019

© Новожилов О. П., 2019, с изменениями

© ООО «Издательство Юрайт», 2021

Оглавление

Предисловие	5
Глава 1. Усилительные каскады радиоприемных устройств	8
1.1. Общие сведения об усилителях	8
1.2. Базовые усилительные каскады и их свойства	19
1.3. Двухкаскадные усилители и их свойства	30
1.4. Обратные связи и их влияние на показатели усилителя	37
1.5. Принципы построения усилительных схем	52
1.6. Дифференциальные усилительные каскады	61
1.7. Выходные каскады радиоприемных устройств	77
1.8. Усилители высокой частоты	90
1.9. Усилители промежуточной частоты	103
1.10. Усилители низкой частоты	107
Глава 2. Нелинейные каскады радиоприемных устройств	114
2.1. Автогенераторы гармонических колебаний	114
2.2. Перемножители аналоговых сигналов	128
2.3. Преобразователи частоты	141
2.4. Амплитудные детекторы	150
2.5. Фазовые детекторы	162
2.6. Частотные детекторы	166
Глава 3. Построение радиоприемных устройств на интегральных микросхемах	172
3.1. Общие сведения о радиоприемных устройствах	172
3.2. Общие сведения об аналоговых интегральных микросхемах	190
3.3. Построение радиоприемников на микросхемах K237 и K157	198
3.4. Построение тракта промежуточной частоты радиоприемников на микросхеме K174УРЗ	212
3.5. Построение радиоприемников на микросхеме K174ХА2	216

3.6. Построение радиоприемников на микросхеме K174XA10 ...	223
3.7. Построение УКВ-блоков радиоприемников на микросхеме K174XA15	232
3.8. Построение радиоприемников на микросхеме серии K174XA26	235
3.9. Усилители низкой частоты на ИМС	244
Аббревиатуры и принятые сокращения	252
Библиографический список	254
Новые издания по дисциплине «Схемотехника» и смежным дисциплинам	256

Предисловие

Для изучения дисциплины «Аналоговая и цифровая электроника», предусмотренной Государственным образовательным стандартом высшего профессионального образования по специальности 200800 — «Проектирование и технология радиоэлектронных средств», Министерством общего и профессионального образования Российской Федерации рекомендован учебник «Аналоговая и цифровая электроника»¹. В достаточно большом по объему учебнике, включающем 23 главы, непосредственно аналоговой электронике посвящены:

- глава 5. Основные свойства аналоговых усилительных устройств (с. 135—182);
- глава 6. Схемотехника усилительных устройств на биполярных и полевых транзисторах (с. 183—271);
- глава 7. Операционные усилители (с. 272—286);
- глава 8. Преобразователи аналоговых сигналов на операционных усилителях (с. 287—348).

В учебнике не уделено внимания конкретным типам усилителей, применяемым, например, в аппаратуре магнитной записи, звуковоспроизводящей и приемопередающей аппаратуре; изложение ведется в отрыве от интегральной схемотехники (за исключением операционных усилителей), не затронут широкий круг вопросов аналоговой схемотехники, касающихся формирования гармонических колебаний и нелинейных преобразований аналоговых сигналов.

Радиоприемные устройства являются одними из первых устройств, в которых начали интенсивно использоваться интегральные микросхемы. Это обусловлено тем, что затраты на разработку и изготовление микросхем в кратчайшие сроки

¹ Опадчий Ю. Ф., Глудкин О. П., Гуров А. И. Аналоговая и цифровая электроника (Полный курс) : учебник для вузов / под ред. О. П. Глудкина. М. : Горячая Линия — Телеком, 1999.

окупаются благодаря массовому производству радиоприемников. Внедрение интегральной технологии изготовления функциональных узлов радиоприемной аппаратуры повлияло на их схемные решения. Например, в микросхемах не используются диодные детекторы; частотные детекторы строятся на основе фазовых (а не амплитудных, как ранее) детекторов; дифференциальный каскад с генератором тока вытеснил из многих типов усилителей классические каскады с общим эмиттером, коллектором и базой; в качестве выходных каскадов низкочастотных усилителей используются исключительно бестрансформаторные усилительные каскады и т. д.

Указанные обстоятельства послужили стимулом для написания настоящего учебного пособия.

Цель пособия — ознакомить студентов, обучающихся по специальности 200800 при изучении дисциплин «Аналоговая и цифровая электроника» и «Основы радиоэлектроники и связи», с общими принципами построения, работы и взаимодействия основных функциональных узлов радиоприемной аппаратуры; особенностями схемных решений функциональных узлов в интегральном исполнении; принципами построения, работы и основами проектирования радиоприемных устройств.

Учебное пособие состоит из трех глав. В **первой главе** рассматриваются базовые усилительные каскады и их свойства; обратная связь в усилителях и ее влияние на основные показатели; общие принципы построения схем усилительных каскадов; схемные решения дифференциальных усилительных каскадов, их свойства, особенности работы в нелинейном режиме; принципы построения оконечных усилительных каскадов, их режимы работы и энергетические показатели; усилители высокой и промежуточной частоты, их основные показатели, особенности схемных решений; усилители низкой частоты и особенности их микросхемной реализации. **Вторая глава** посвящена нелинейным функциональным узлам радиоприемных устройств. Достаточно подробно изложены вопросы генерирования гармонических колебаний. Большое внимание уделено перемножителям аналоговых сигналов, которые служат основой для построения преобразователей частоты и детекторов. Рассмотрены принципы построения и свойства преобразователей частоты, различные типы амплитудных детекторов, принцип фазового детектирования и особенности работы и характерис-

тик фазового детектора при входных сигналах прямоугольной формы, два способа схемной реализации частотных детекторов. В **третьей главе** приведены общие сведения о радиоприемных устройствах (дана сравнительная оценка функциональных схем радиоприемников, рассмотрены различные виды и способы регулировок в приемнике); большое число примеров построения радиоприемных устройств на интегральных микросхемах 237, 157 и 174-й серий (дано описание принципиальных схем интегральных микросхем и типовых их включений).

Учебное пособие предназначено для студентов, обучающихся по специальности 200800 — «Проектирование и технология радиоэлектронных средств», и может быть использовано для других специальностей при изучении вопросов аналоговой схемотехники.

Глава 1

УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ

1.1. Общие сведения об усилителях

Основные понятия. *Усилителем называют устройство (узел, каскад), выполняющее функцию повышения уровня мощности входного сигнала с сохранением его формы или модулирующей функции, заложенной в нем.* Как будет показано ниже, принцип действия усилителя основан на управлении энергией мощного источника с помощью маломощного. Управляющий источник энергии, от которого поступают подлежащие усилению сигналы, называют *источником сигналов*, а цепь усилителя, в которую вводят подлежащие усилению сигналы, — *входной цепью* или *входом* усилителя. Устройство, являющееся потребителем усиленных сигналов, называют *нагрузкой* усилителя, а цепь усилителя, к которой подключена нагрузка, *выходной цепью* или *выходом* усилителя. Источник управляемой энергии называют *источником питания* усилителя.

Основные классификационные признаки усилителей. Рассмотрим признаки усилителей, используемых в радиоприемной аппаратуре.

По *характеру усиливаемых сигналов* следует выделить:

- усилители *аналоговых* сигналов, мгновенные значения которых изменяются во времени непрерывно. К ним относятся гармонические, непрерывные периодические и квазипериодические сигналы;
- усилители *импульсных* сигналов, мгновенные значения которых и скорость изменения мгновенных значений изменяются во времени весьма резко. К ним относятся сигналы прямоугольной, треугольной и другой формы.

По **абсолютным значениям частот** усиливаемых колебаний различают:

- усилители *высокой* частоты, предназначенные для усиления принимаемых антенной приемника радиосигналов с амплитудной, частотной и фазовой модуляцией;
- усилители *промежуточной* частоты, предназначенные для усиления модулированных сигналов преобразованной частоты, которая меньше частоты радиосигнала;
- усилители *низкой* частоты, предназначенные для усиления колебаний звуковой частоты.

По **диапазону частот** усиливаемых колебаний следует выделить:

- *широкополосные* усилители, для которых отношение максимальной частоты к минимальной частоте $F_{\text{макс}}/F_{\text{мин}} \gg 1$. К ним относят усилители постоянного тока с $F_{\text{мин}} = 0$ и видеоусилители;

- *узкополосные* усилители, для которых $F_{\text{макс}}/F_{\text{мин}} \approx 1$.

По **виду нагрузки** различают:

- *апериодические* (резистивные) усилители, нагрузка которых практически не зависит от частоты в широком диапазоне частот;
- *избирательные* (резонансные) усилители, нагрузкой которых являются колебательные контуры или фильтры.

Общий принцип усиления колебаний. Для выявления принципа усиления сигналов рассмотрим замкнутую цепь из источника постоянного напряжения E , нагрузочного резистора R_n и управляемого резистора R_y , сопротивление которого изменяется с помощью сигнала u_c (рис. 1, а). Изменение значения R_y приведет к изменению тока i в этой цепи. Так как ток i в цепи протекает в одном направлении ($i > 0$), выделим постоянную

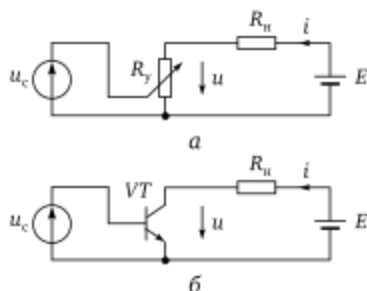


Рис. 1

и переменную составляющие тока: $i = I_0 + i_{\dots}$. Переменная составляющая тока i_{\dots} создает в нагрузочном резисторе R_n мощность, которая ассоциируется с мощностью полезного сигнала. Протекание постоянной составляющей тока I_0 вызывает отбор мощности $P_0 = EI_0$ от источника постоянного напряжения E . При изменении значения R_y в пределах от ∞ до 0 ток i изменяется от 0 до E/R_n что соответствует изменению мощности в нагрузочном резисторе P_n от 0 до E^2/R_n . Отсюда вытекает, что для увеличения мощности сигнала в нагрузочном резисторе следует расширять пределы изменения сопротивления управляемого резистора R_y , увеличивать напряжение источника E и уменьшать нагрузочное сопротивление R_n . Так как функции сигнала u_c сводятся лишь к изменению значения сопротивления управляемого резистора R_y , на что принципиально не требуется затрат мощности, в нагрузочном резисторе R_n можно получить уровень мощности, значительно превышающий уровень мощности источника сигналов u_c .

Таким образом, проиллюстрированный с помощью рис. 1, а принцип усиления мощности сигналов базируется на управлении сопротивлением резистора R_y в цепи источника постоянного напряжения E большой мощности с помощью маломощного источника входного сигнала u_c , благодаря чему мощность отбирается от источника E и передается в нагрузку R_n .

Выявим требования к характеристикам управляемого резистора R_y , обеспечивающие сохранение формы усиливаемого сигнала u_c . Ток i , протекающий через управляемый резистор R_y , зависит как от напряжения сигнала u_c , так и от напряжения u на самом резисторе, т. е.

$$i = f(u, u_c). \quad (1)$$

Как следует из рис. 1, а, помимо напряжения u на резисторе R_y ток i зависит также от напряжения источника E и сопротивления нагрузки R_n :

$$i = (E - u)/R_n. \quad (2)$$

При известных u_c , E , R_n система уравнений (1), (2) позволяет определить i , u . Будем решать эту систему графическим методом. Для этого на семейство характеристик (1) в координатах i , u нанесем прямую (2), или нагрузочную прямую. При $R_y = 0$ напряжение на управляемом резисторе $u = 0$, и по цепи (см. рис. 1, а) протекает максимальный ток $i = i_{\max} = E/R_n$;

при $R_y = \infty$ ток $i = 0$, напряжение на R_n равно нулю и к управляемому резистору R_y прикладывается напряжение $u = E$. Нагрузочная прямая строится путем соединения двух точек $i = i_{\max} = E/R_n$ и $u = E$. Точка пересечения нагрузочной прямой с характеристикой семейства (1) позволит для заданного значения $u_c = U_{c0} = \text{const}$ найти значения i, u .

Рассмотрим два случая.

1. Допустим, что (рис. 2, а):

- сопротивление управляемого резистора R_y зависит только от напряжения сигнала u_c . В этом случае семейство характеристик (1) представляет собой совокупность прямых линий, проходящих через начало координат;

- характеристики семейства выбраны для значений u_c , удовлетворяющих равенству

$$\begin{aligned} u_{c7} - u_{c6} = u_{c6} - u_{c5} = u_{c5} - u_{c4} = u_{c4} - u_{c3} = u_{c3} - u_{c2} = \\ = u_{c2} - u_{c1} = \Delta U_c, \end{aligned} \quad (3)$$

при этом для выбранного сопротивления нагрузки при изменении напряжения сигнала на ΔU_c ток управляемого резистора изменяется на ΔI и выполняется соотношение $\Delta I / \Delta U_c = \text{const}$.

Одним из условий сохранения формы усиливаемого сигнала (отсутствия искажений) является наличие тока покоя или постоянной составляющей I_0 . Для этого напряжение сигнала должно содержать постоянную составляющую $u_c = U_{c0} + u_-$. Напряжение U_{c0} определяет положение рабочей точки на нагрузочной прямой (2) или ток I_0 и напряжение U_0 покоя (при отсутствии полезного сигнала u_-) управляемого резистора. Как следует из рис. 2, а, рабочей точке соответствует напряжение $u_{c4} = U_{c0}$, при котором достигаются наиболее широкие пределы изменения амплитуды полезного сигнала:

$$\max |u_-| = u_{c7} - u_{c4} = u_{c4} - u_{c1} = U_{cm}.$$

Сохранение формы усиленного сигнала u_- обусловлено постоянством соотношения $\Delta I / \Delta U_c$. Если напряжение сигнала имеет максимальную амплитуду U_{cm} и изменяется по синусоидальному закону, т. е.

$$u_c = U_{c0} + U_{cm} \sin \omega t,$$

то (см. рис. 2, а) мощность в нагрузке равна $P_n = 0,5 I_m U_m = 0,125 E^2 / R_n$, а мощность, отбираемая от источника напряжения E , — $P_{\text{и}} = I_0 E = 0,5 E^2 / R_n$.

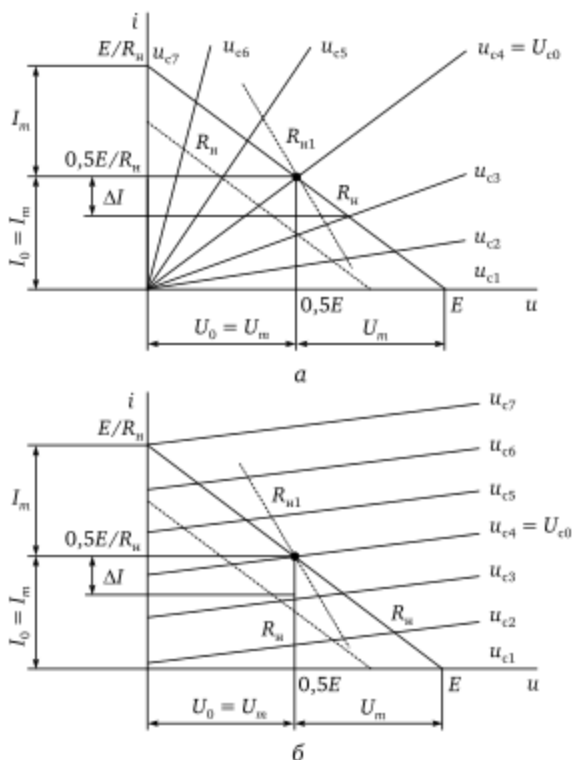


Рис. 2

Из рис. 2, а нетрудно установить, что изменение положения рабочей точки U_{c0} и напряжения источника E (параллельный сдвиг нагрузочной прямой) не вызывает искажений сигнала при усилении, однако изменение сопротивления нагрузки ($R_{н1} \neq R_n$) или наклона нагрузочной прямой) приводит к непостоянству соотношения $\Delta I / \Delta U_c$ для различных областей (3), в результате чего возникает искажение формы усиливаемого сигнала.

2. Допустим, что характеристики семейства (1) имеют одинаковый наклон и при изменении напряжения сигнала на ΔU_c сдвигаются параллельно вдоль оси ординат на ΔI . В этом случае, как следует из рис. 2, б, любые изменения E , R_n и U_{c0} сохраняют соотношение $\Delta I / \Delta U_c = \text{const}$ и, следовательно, не искажают форму сигнала при усилении. Особенность управляемого резистора R_y с характеристиками на рис. 2, б проявляется в том, что его сопротивление зависит не только от напряжения сигнала u_c , но и от напряжения u на самом управляемом резисторе.

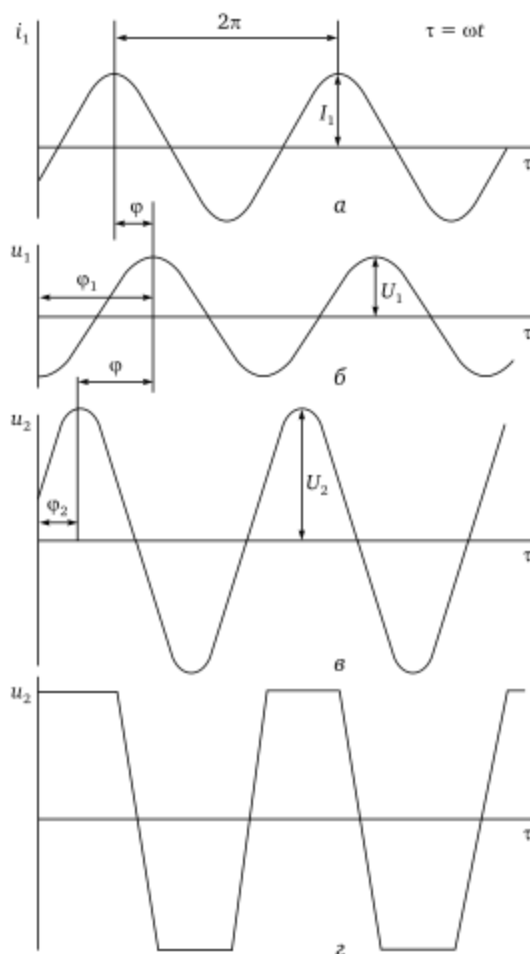


Рис. 3

Таким образом, для сохранения формы усиливаемого сигнала недостаточно, чтобы сопротивление управляемого резистора зависело только от напряжения сигнала u_c .

Функции управляемого резистора выполняют транзисторы (рис. 1, б), имеющие форму характеристик, близкую к идеальной (рис. 2, б). Для создания требуемого режима работы транзистора в схему на рис. 1, б вводят дополнительные элементы (резисторы, конденсаторы, катушки индуктивности и др.). **Транзистор вместе с источником питания и дополнительными элементами образует собственно усилитель или уси-**

лительный каскад, к которому подключаются источник сигналов и нагрузка. Соединив последовательно отдельные каскады, можно построить многокаскадный усилитель. Принципы построения усилительных схем рассмотрены в параграфе 1.5.

Формирование показателей усилителя. Усилитель является передаточным звеном, которое можно представить в виде линейного четырехполюсника. Свойства усилителя и качество его работы оцениваются по показателям, полученным в результате тестирования. *Тестовым сигналом для аналоговых усилителей выбирают гармоническое колебание (u_1), так как при прохождении через линейный четырехполюсник оно **сохраняет свою форму** (u_2), изменяя при этом амплитуду и претерпевая временной сдвиг (рис. 3, б, в).* При тестировании к входу усилителя подключается источник гармонических колебаний и определяются основные показатели усилителя. Тестирование можно осуществить экспериментально на макете усилителя или теоретически на математической модели. Усилительный каскад следует рассматривать с трех точек зрения:

- для источника сигналов усилитель является *нагрузкой*, поэтому представляет интерес его входное сопротивление или проводимость;
- для нагрузки усилитель служит *источником сигналов*, поэтому следует знать его параметры как источника (например, ЭДС и внутреннее сопротивление);
- как *передаточное звено* усилитель характеризуется коэффициентом усиления (передачи) напряжения и тока.

Используя комплексную форму представления гармонических колебаний, можно сформировать основные показатели усилительного каскада в линейном режиме. В качестве исходных данных примем комплексные амплитуды входного и выходного напряжения и тока: \dot{U}_1 , \dot{U}_2 , \dot{I}_1 , \dot{I}_2 , индекс «1» относится к входным величинам, индекс «2» — к выходным. С их помощью получаем такие важные параметры усилителя, как:

- входные сопротивление и мощность (см. рис. 3, а, б)

$$Z_1 = \dot{U}_1 / \dot{I}_1, \quad \dot{P}_{\text{вх}} = 0,5 \dot{U}_1 \dot{I}_1;$$

- коэффициенты усиления (передачи) напряжения и тока

$$\dot{K}_U = \dot{U}_2 / \dot{U}_1 \quad \text{и} \quad \dot{K}_I = \dot{I}_2 / \dot{I}_1;$$

- выходную мощность

$$\dot{P}_2 = 0,5 \dot{U}_2 \dot{I}_2.$$

Зависимости приведенных параметров от частоты ω тестового сигнала называются частотными характеристиками входного сопротивления, входной мощности и т. д. Среди этих зависимостей наиболее важной является зависимость коэффициента усиления (передачи) напряжения от частоты, которую обычно используют в качестве *частотной характеристики* усилителя. Это обусловлено тем, что в большинстве случаев слабосигнальные усилители используются в радиоприемных устройствах как усилители напряжения. По частотной характеристике можно оценить искажения сигнала сложной формы.

Если увеличивать амплитуду входного напряжения, то при некотором ее значении наступает искажение формы выходного напряжения (рис. 3, з), т. е. усилитель становится нелинейным устройством. Поэтому весьма важной является *амплитудная характеристика* усилителя, позволяющая определить ряд его качественных показателей.

При построении радиоприемных устройств, представляющих собой многокаскадные устройства с большим коэффициентом усиления, на их работу могут влиять собственные шумы первого каскада, в качестве которого используется усилитель высокой частоты (УВЧ). Поэтому для УВЧ должны быть определены *шумовые характеристики*.

Для импульсных усилителей, которые не рассматриваются в данном пособии, при тестировании используется сигнал в виде ступенчатой функции, позволяющий выявить форму переходной характеристики, по которой определяются переходные искажения. В теории цепей доказано, что между частотной и переходной характеристиками существует связь.

Частотные характеристики и частотные искажения усилителя. Запишем введенный выше коэффициент усиления (передачи) напряжения в следующем виде (см. рис. 3, б, в):

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{U_2 \exp j\varphi_2}{U_1 \exp j\varphi_1} = \frac{U_2}{U_1} \exp j(\varphi_2 - \varphi_1) = K \exp j\varphi. \quad (4)$$

Так как усилитель содержит реактивные элементы сопротивления, которых зависят от частоты усиливаемого сигнала, модуль коэффициента усиления напряжения K и фазовый сдвиг φ между выходным и входным напряжениями также зависят от частоты, т. е. $K = K(\omega)$; $\varphi = \varphi(\omega)$. Поэтому выражением (4) опи-

сывается частотная характеристика усилителя, которая может быть представлена в двух формах:

- в виде годографа;
- в виде совокупности амплитудно-частотной (АЧХ) $K = K(\omega)$ и фазочастотной (ФЧХ) $\varphi = \varphi(\omega)$ характеристик.

Годограф (рис. 4) представляет собой линию, которую прочерчивает на комплексной плоскости конец вектора $K(\omega)e^{j\varphi(\omega)}$ при изменении частоты ω от 0 до ∞ . Поэтому годограф содержит информацию о значениях модуля коэффициента усиления K и фазового угла φ на всех частотах ω от 0 до ∞ . В частности, из годографа очевидно, что при $\omega = 0$ и $\omega = \infty$ коэффициент усиления $K = 0$. Годографы часто используются для выявления устойчивости усилителей с отрицательной обратной связью.

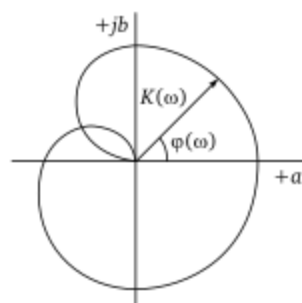


Рис. 4

Амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ) $K = K(\omega)$ называют зависимость модуля коэффициента усиления от частоты ω усиливаемого сигнала, фазочастотной характеристикой (ФЧХ) $\varphi = \varphi(\omega)$ — зависимость фазового сдвига φ между выходным и входным напряжениями от частоты ω . На рис. 5 изображены АЧХ и ФЧХ широкополосного усилителя, на рис. 6 — резонансного усилительного каскада.

По АЧХ и ФЧХ широкополосных усилителей оцениваются линейные искажения, обусловленные, как уже указывалось, зависимостью сопротивления линейных реактивных элементов от частоты. Идеальной АЧХ является прямая линия, параллельная оси абсцисс. Усилитель с идеальной АЧХ имеет постоянный коэффициент усиления на всех частотах. Реальная АЧХ позволяет определить рабочий диапазон и амплитудно-частотные искажения. Рабочим диапазоном называют полосу частот $F_{\min} \div F_{\max}$ в пределах которой модуль коэффициента усиления не выходит

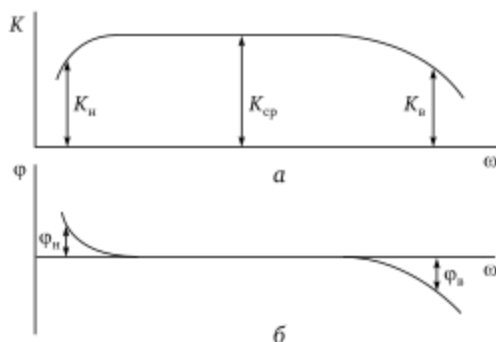


Рис. 5

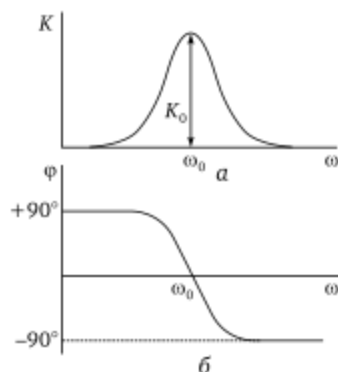


Рис. 6

за пределы заданных допусков. Например, рабочий диапазон усилителей для телефонии составляет 0,3—3,4 кГц. Для оценки частотных искажений в нижней и верхней частях диапазона используют отношения $M_n = K_n/K_{ср}$, $M_v = K_v/K_{ср}$ (рис. 5, а). Идеальной ФЧХ является прямая линия, проходящая под любым углом через начало координат: $\varphi(\omega) = -T_3\omega$ где $T_3 = \text{const}$. В этом случае выходное гармоническое напряжение

$$u_2 = U_2 \cos[\omega t + \varphi(\omega)] = U_2 \cos \omega(t - T_3)$$

с любой частотой ω получает задержку относительно входного на время T_3 . Следовательно, усиливаемый сигнал, представляющий собой сумму гармонических колебаний, сохраняет свою форму на выходе усилителя, однако сдвигается во времени на T_3 . Оценку фазочастотных искажений производят по отклонению фазового угла φ от идеальной ФЧХ. Для широкополосных резистивных усилителей идеальная ФЧХ совпадает с осью аб-

сцисс, т. е. $T_3 = 0$. Поэтому для оценки искажений служат фазовые углы φ_n, φ_v (рис. 5, б). Искажения в нижней части рабочего диапазона обусловлены наличием в усилителе разделительных (по постоянному току) элементов, в верхней части — паразитными емкостями транзисторов и нагрузки. Следует отметить, что фазовые искажения звуковых колебаний не воспринимаются человеческим ухом, однако при усилении видеосигналов они приводят к искажению засветки экрана.

Для резонансных усилителей АЧХ (рис. 6, а) позволяет:

- оценить неравномерность усиления в полосе пропускания приемника, приводящую к амплитудно-частотным искажениям звуковых колебаний после детектирования;
- определить ослабление сигнала при заданной расстройке относительно резонансной частоты ω_0 колебательного контура.

Идеальная АЧХ для оценки указанных параметров должна иметь П-образную форму.

По ФЧХ (рис. 6, б) можно оценить так же, как и для широкополосных усилителей, фазовые искажения, вносимые усилителем. Идеальной ФЧХ является прямая, проходящая под углом через ω_0 .

Нелинейные искажения. При увеличении амплитуды входного напряжения синусоидальной формы наблюдается искажение формы выходного напряжения. Это обстоятельство вызвано нелинейностью вольтамперных характеристик транзистора. Увеличение напряжения на базе транзистора вводит его в режим насыщения, в котором ток и напряжение на коллекторе транзистора остаются неизменными. При уменьшении напряжения на базе транзистор переходит в режим отсечки. В этом режиме ток через транзистор не протекает. Поэтому при очень больших амплитудах входного напряжения выходное напряжение имеет форму, близкую к прямоугольным импульсам (рис. 3, з). Искажение формы гармонического напряжения при усилении, обусловленное нелинейностью вольтамперных характеристик транзисторов, принято называть *нелинейными* искажениями.

В широкополосных усилителях нелинейные искажения сопровождаются появлением высших гармоник в выходном напряжении. Поэтому для их оценки используют коэффициент гармоник, представляющий собой следующее отношение:

$$k_r = \sqrt{\frac{U_{2,2}^2 + U_{2,3}^2 + U_{2,4}^2 + \dots}{U_{2,1}^2}} = \sqrt{\frac{P_{2,2} + P_{2,3} + P_{2,4} + \dots}{P_{2,1}}}, \quad (5)$$

где $U_{2,1}$, $P_{2,1}$, $U_{2,2}$, $P_{2,2}$, $U_{2,3}$, $P_{2,3}$, $U_{2,4}$, $P_{2,4}$ — амплитуды выходного напряжения и выходная мощность 1, 2, 3, 4-й и т. д. гармоник, причем $P_{2,n} = 0,5U_{2,n}^2/R_n$; R_n — сопротивление нагрузки усилителя.

Как следует из (5), нелинейные искажения, по сути дела, оцениваются отношением суммы активных мощностей всех высших гармоник к мощности основной частоты.

Амплитудная характеристика. Амплитудной характеристикой называют зависимость амплитуды выходного напряжения от амплитуды входного (рис. 7). Она не проходит через начало координат из-за наличия собственных шумов усилителя и имеет область насыщения или ограничения амплитуды выходного напряжения, что обусловлено нелинейными свойствами транзисторов.

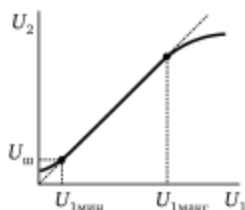


Рис. 7

Амплитудная характеристика позволяет определить:

- коэффициент усиления (по наклону);
- динамический диапазон $D = U_{1\text{макс}}/U_{1\text{мин}}$ усилителя;
- максимальную амплитуду $U_{1\text{макс}}$ входного напряжения, при которой в усилителе не проявляются нелинейные искажения.

Амплитудная характеристика используется для оценки показателей не только многокаскадных усилителей, но и радиоприемных устройств.

1.2. Базовые усилительные каскады и их свойства

Схемы базовых усилительных каскадов. К базовым усилительным каскадам отнесем каскады, построенные на одном усилительном элементе. Возможны три схемных решения таких усилительных каскадов, отличающихся способом подключения источника сигналов и нагрузки к электродам усилитель-

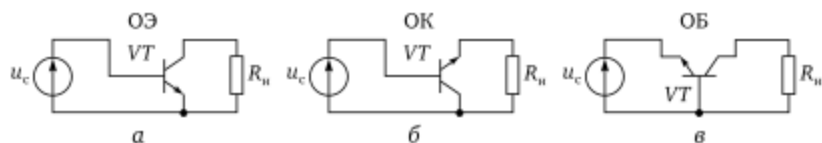


Рис. 1

ного элемента. Для случая, когда усилительным элементом служит n - p - n -транзистор, схемы базовых усилительных каскадов приведены на рис. 1.

В зависимости от того, какой электрод транзистора является общим для источника сигналов u_c и нагрузки R_n , различают схемы базовых усилительных каскадов с общим эмиттером (ОЭ) общим коллектором (ОК) и общей базой (ОБ). Базовые каскады играют важную роль в усилительной технике. При оценке их свойств воспользуемся некоторыми сведениями из теории четырехполюсников.

Краткие сведения о линейных активных четырехполюсниках. В параграфе 1.1 показана возможность усиления сигналов с сохранением их формы. Такая операция, сводящаяся к изменению масштаба входного сигнала, является линейной операцией. Поэтому усилитель, в состав которого входит источник энергии, может быть представлен в виде линейного активного четырехполюсника. *Фундаментальным свойством линейных цепей является сохранение формы отклика при гармоническом воздействии.* Следовательно, сигнал синусоидальной формы может служить для тестирования линейных цепей с целью выявления их свойств. Введение понятий комплексной амплитуды гармонического сигнала и комплексной проводимости (сопротивления) позволяет при анализе установившихся режимов линейных цепей использовать простые и хорошо разработанные методы анализа для цепей постоянного тока, сводящегося к составлению и решению алгебраических уравнений. При составлении уравнений для линейного активного четырехполюсника как передаточного звена одна из входных и одна из выходных комплексных амплитуд принимаются в качестве воздействий (независимых переменных), две оставшиеся амплитуды являются откликами (реакцией) четырехполюсника, зависящими от воздействий. Между комплексными амплитудами воздействий и каждой амплитудой отклика существует линейная связь, определяемая постоянными коэффициентами в виде комплексных чисел. Совокупность коэффициентов образует систему па-

раметров четырехполюсника. Для описания четырехполюсника воспользуемся системой Y -параметров, коэффициенты которой имеют одинаковую размерность (проводимости), что в дальнейшем позволит получить простые соотношения для сравнительной оценки свойств различных усилителей.

Уравнения для четырехполюсника с Y -параметрами (рис. 2) имеют следующий вид:

$$\begin{cases} \dot{I}_1 = Y_{22}\dot{U}_1 + Y_{12}\dot{U}_2, \\ \dot{I}_2 = Y_{21}\dot{U}_1 + Y_{22}\dot{U}_2. \end{cases} \quad (1)$$

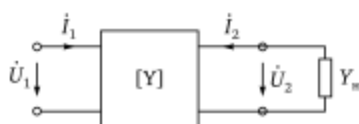


Рис. 2

Воздействиями в (1) являются комплексные амплитуды входного \dot{U}_1 и выходного \dot{U}_2 напряжений, откликами — амплитуды входного \dot{I}_1 и выходного \dot{I}_2 токов. Связь между воздействиями и откликами задается с помощью комплексных коэффициентов Y_{11} , Y_{12} , Y_{21} , Y_{22} , имеющих размерность проводимости.

Из (1) следует, что Y -параметры четырехполюсника можно определить путем короткого замыкания его зажимов по переменному току:

$$\begin{cases} Y_{11} = \dot{I}_1 / \dot{U}_1 \text{ при } \dot{U}_2 = 0; Y_{12} = \dot{I}_1 / \dot{U}_2 \text{ при } \dot{U}_1 = 0; \\ Y_{21} = \dot{I}_2 / \dot{U}_1 \text{ при } \dot{U}_2 = 0; Y_{22} = \dot{I}_2 / \dot{U}_2 \text{ при } \dot{U}_1 = 0. \end{cases} \quad (2)$$

Усилитель можно рассматривать как передаточное звено, как нагрузку и как источник сигналов. Поэтому, воспользовавшись (1), определим коэффициенты усиления по напряжению и току, а также входную и выходную проводимости.

Разделив обе части второго уравнения системы (1) на \dot{U}_2 и приняв во внимание, что $Y_n = -\dot{I}_2 / \dot{U}_2$ из-за выбранного направления тока \dot{I}_2 (рис. 2), можно получить следующее соотношение для коэффициента усиления по напряжению:

$$\dot{K}_U = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = -\frac{Y_{21}}{Y_{22} + Y_n}. \quad (3)$$

Разделив второе уравнение системы (1) на первое, получим после преобразований с учетом (3) выражение для коэффициента усиления по току:

$$\dot{K}_I = \frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1} = \frac{Y_{21}Y_H}{Y_{11}(Y_{22} + Y_H) - Y_{12}Y_{21}}. \quad (4)$$

Первое уравнение системы (1) позволяет найти входную проводимость четырехполюсника, выражение для которой с учетом (3) можно записать в виде

$$Y_{\text{вх}} = \frac{\dot{I}_1}{\dot{U}_1} = Y_{11} - \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_{22} + Y_H}. \quad (5)$$

Выходную проводимость четырехполюсника можно определить как отношение выходного тока короткого замыкания к выходному напряжению холостого хода или как входную проводимость со стороны выходных зажимов четырехполюсника при подключении к входным зажимам внутренней проводимости $Y_{\text{ист}}$ источника сигналов:

$$Y_{\text{вх}} = \frac{\dot{I}_{2\text{кз}}}{\dot{U}_{2\text{хх}}} = Y_{22} - \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_{11} + Y_{\text{ист}}}. \quad (6)$$

Воспользуемся соотношениями (3)—(6) для выявления свойств каскадов с ОЭ, ОК и ОБ, выражая их показатели через Y -параметры для схемы с ОЭ.

Каскад с ОЭ. Для определения показателей усилительного каскада с ОЭ, воспользовавшись схемой на рис. 3, перепишем уравнения (1) для четырехполюсника с учетом реальных токов и напряжений транзистора:

$$\begin{cases} \dot{I}_6 = Y_{11, \text{ОЭ}} \dot{U}_{69} + Y_{11, \text{ОЭ}} \dot{U}_{\text{кз}}, \\ \dot{I}_{\text{к}} = Y_{21, \text{ОЭ}} \dot{U}_{69} + Y_{22, \text{ОЭ}} \dot{U}_{\text{кз}}. \end{cases} \quad (7)$$

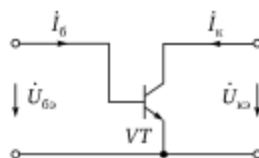


Рис. 3

Для рассматриваемого случая Y -параметры можно определить путем короткого замыкания входных и выходных электродов транзистора по переменному току в схеме на рис. 3 с помощью выражений (2) при использовании (7). Схемы замещения Y -параметров для каскада с ОЭ приведены на рис. 4 [17].

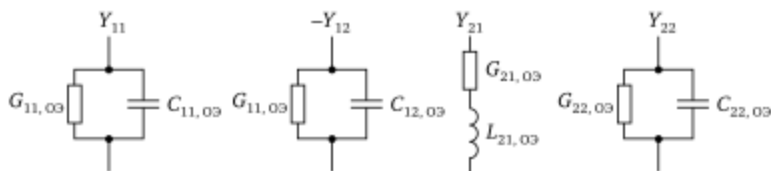


Рис. 4

Для Y -параметров транзистора в схеме с ОЭ справедливы следующие соотношения [19]:

$$|Y_{21,03}| \gg |Y_{11,03}| \gg |Y_{22,03}| \gg |Y_{12,03}|, \quad (8)$$

где $|Y| = |G + jB| = \sqrt{G^2 + B^2}$ — полная проводимость или модуль проводимости; G , B — активная и реактивная составляющие комплексной проводимости.

Основные показатели усилительного каскада с ОЭ определяются по формулам (3)—(6) после подстановки в них Y -параметров транзистора для схемы с ОЭ:

$$\begin{cases} K_{U,03} = -\frac{Y_{21,03}}{Y_{22,03} + Y_n}; K_{I,03} = \frac{Y_{21,03} + Y_n}{Y_{11,03}Y_n + \Delta_{\gamma,03}}, \\ Y_{вх,03} = \frac{Y_{11,03}Y_n + \Delta_{\gamma,03}}{Y_{22,03} + Y_n}; Y_{вых,03} = \frac{Y_{22,03}Y_{ист} + \Delta_{\gamma,03}}{Y_{11,03} + Y_{ист}}, \end{cases} \quad (9)$$

где $\Delta_{\gamma,03} = Y_{11,03}Y_{22,03} - Y_{12,03}Y_{21,03}$.

В диапазоне частот, где не проявляются инерционные свойства транзисторов, для оценки свойств усилительных каскадов можно использовать активные составляющие Y -параметров. Для их определения достаточно располагать двумя семействами характеристик $i_b = f(u_{бэ}, u_{кэ})$ и $i_k = F(u_{бэ}, u_{кэ})$, которые в рабочей области аппроксимируются прямыми линиями (рис. 5).

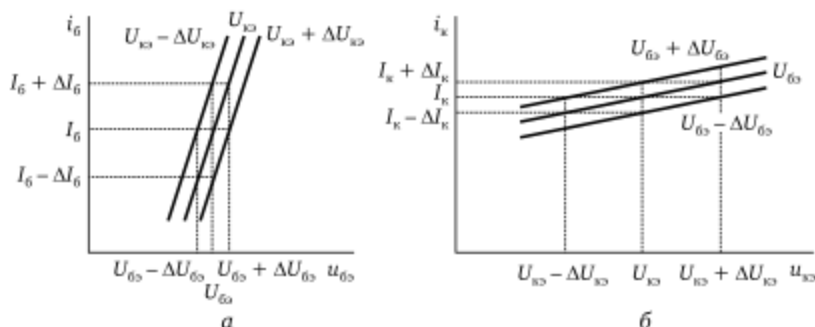


Рис. 5

Воспользовавшись рис. 5, запишем выражения для активных составляющих Y -параметров в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} G_{11,03} &= \Delta I_6 / \Delta U_{63} \text{ при } u_{кз} = U_{кз} = \text{const}, \\ G_{12,03} &= -\Delta I_6 / \Delta U_{кз} \text{ при } u_{63} = U_{63} = \text{const}; \end{aligned} \right\} \text{рис. 5, а;} \\ \left. \begin{aligned} G_{21,03} &= \Delta I_к / \Delta U_{63} \text{ при } u_{кз} = U_{кз} = \text{const}, \\ G_{22,03} &= \Delta I_к / \Delta U_{кз} \text{ при } u_{63} = U_{63} = \text{const}; \end{aligned} \right\} \text{рис. 5, б.} \quad (10)$$

Знак «минус» обратной проводимости $G_{12,03}$ свидетельствует о том, что базовый ток I_6 транзистора уменьшается с ростом напряжения на коллекторе $U_{кз}$. Проводимость $G_{21,03}$ представляет собой крутизну S проходной характеристики транзистора $i_к = f(u_{63})$ при $u_{кз} = \text{const}$.

Оценим свойства усилительного каскада с ОЭ в предположении, что:

- транзистор работает в области частот, где не проявляются его инерционные свойства, т. е. реактивные составляющие Y -параметров $jB = 0$;

- проводимость обратной передачи $G_{12,03} = 0$.

В этом случае выражения показателей (9) принимают вид

$$\left\{ \begin{aligned} K_{U,03} &= -\frac{G_{21,03}}{G_{22,03} + G_n}; \quad K_{I,03} = \frac{G_{21,03} G_n}{G_{11,03} (G_{22,03} + G_n)}, \\ G_{вх,03} &= G_{11,03}; \quad G_{вых,03} = G_{22,03}. \end{aligned} \right. \quad (11)$$

Из (11) следует, что:

- выходное напряжение по отношению к входному имеет фазовый сдвиг 180° , о чем свидетельствует отрицательный знак перед выражением для $K_{U,03}$, т. е. каскад обладает *инвертирующими свойствами*. Значение модуля коэффициента передачи по напряжению $|K_{U,03}|$ изменяется от 0 (при коротком замыкании выхода, т. е. при $G_n = \infty$) до максимального значения $G_{21,03}/G_{22,03} \gg 1$ (8) (при отключении нагрузки: $G_n = 0$). Для усиления напряжения ($|K_{U,03}| \gg 1$) достаточно, чтобы $G_n \ll G_{21,03}$;

- коэффициент усиления тока $K_{I,03} = 0$ при $G_n = 0$, достигает максимума $G_{21,03}/G_{11,03} \gg 1$ (8) при $G_n = \infty$ и при условии $G_{21,03} \ll G_n$ практически сохраняет максимальное значение;

- в силу принятого предположения $G_{12,03} = 0$ входная проводимость $G_{вх,03}$ каскада с ОЭ не зависит от нагрузки, а выходная проводимость $G_{вых,03}$ — от внутренней проводимости источника сигналов.

Каскад с ОК. Основные показатели усилительного каскада также определяются по формулам (3)—(6) после подстановки в них значений Y -параметров транзистора, полученных при его включении по схеме с ОК. Однако для сравнительной оценки свойств каскада с ОК с другими усилительными каскадами необходимо, чтобы показатели сравниваемых усилителей выражались через Y -параметры одной системы. В качестве такой системы целесообразно выбрать систему Y -параметров для схемы с ОЭ. Поэтому найдем связь между Y -параметрами транзисторов для схем с ОК и ОЭ. Для этого рассмотрим схему включения транзистора с ОК (рис. 6) как четырехполюсника, описываемого системой уравнений:

$$\begin{cases} \dot{I}_6 = -Y_{11,OK} \dot{U}_{кб} - Y_{12,ОЭ} \dot{U}_{кз}, \\ -\dot{I}_3 = -Y_{21,OK} \dot{U}_{кб} - Y_{22,ОЭ} \dot{U}_{кз}. \end{cases} \quad (12)$$

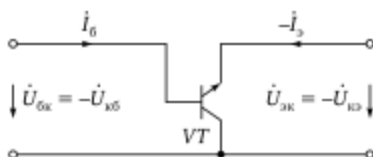


Рис. 6

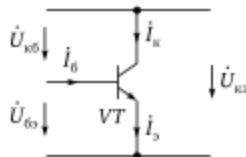


Рис. 7

Для транзистора между токами и напряжениями справедливы следующие соотношения (рис. 7):

$$\dot{I}_3 = \dot{I}_6 + \dot{I}_к; \quad \dot{U}_{кз} = \dot{U}_{кб} + \dot{U}_{бэ}. \quad (13)$$

Воспользовавшись (13), преобразуем систему уравнений (7) для схемы с ОЭ к виду (12):

$$\begin{cases} \dot{I}_6 = -Y_{11,ОЭ} \dot{U}_{кб} + (Y_{12,ОЭ} + Y_{11,ОЭ}) \dot{U}_{кз}, \\ -\dot{I}_3 = (Y_{21,ОЭ} + Y_{11,ОЭ}) \dot{U}_{кб} - (Y_{11,ОЭ} + Y_{12,ОЭ} + Y_{21,ОЭ} + Y_{22,ОЭ}) \dot{U}_{кз}. \end{cases} \quad (14)$$

Сопоставив системы уравнений (14) и (12), получим искомую связь между Y -параметрами транзисторов для схем с ОК и ОЭ:

$$\begin{cases} Y_{11,OK} = Y_{11,ОЭ}; \quad Y_{12,OK} = -(Y_{12,ОЭ} + Y_{11,ОЭ}), \\ Y_{21,OK} = -(Y_{21,ОЭ} + Y_{11,ОЭ}), \\ Y_{22,OK} = Y_{11,ОЭ} + Y_{12,ОЭ} + Y_{21,ОЭ} + Y_{22,ОЭ}. \end{cases} \quad (15)$$

Выражения основных показателей (3)—(6) с учетом (15) имеют вид:

$$\begin{cases} K_{U,OK} = \frac{Y_{21,03} + Y_{11,03}}{Y_{\Sigma,03} + Y_H}; K_{I,OK} = -\frac{(Y_{21,03} + Y_{11,03})Y_H}{Y_{11,03}Y_H + \Delta_{\gamma,03}}, \\ Y_{вх,OK} = \frac{Y_{11,03}Y_H + \Delta_{\gamma,03}}{Y_{\Sigma,03} + Y_H}; Y_{вых,03} = \frac{Y_{\Sigma,03}Y_{ист} + \Delta_{\gamma,03}}{Y_{11,03} + Y_{ист}}, \end{cases} \quad (16)$$

где $Y_{\Sigma,03} = Y_{11,03} + Y_{12,03} + Y_{21,03} + Y_{22,03}$, $\Delta_{\gamma,03} = Y_{11,03}Y_{22,03} - Y_{12,03}Y_{21,03}$.

Для оценки свойств каскада с ОК перепишем (16) для $jB = 0$, $G_{12,03} = 0$:

$$\begin{cases} K_{U,OK} = \frac{G_{21,03} + G_{11,03}}{G_{21,03} + G_{11,03} + G_{22,03} + G_H}, \\ K_{I,OK} = -\frac{(G_{21,03} + G_{11,03})G_H}{G_{11,03}(G_{22,03} + G_H)}, \\ G_{вх,OK} = \frac{G_{11,03}(G_{22,03} + G_H)}{G_{21,03} + G_H}, \\ G_{вых,OK} = \frac{G_{21,03}G_{ист} + G_{11,03}G_{22,03}}{G_{11,03} + G_{ист}}. \end{cases} \quad (17)$$

Из (17) следует, что:

- значение коэффициента передачи по напряжению $K_{U,OK}$ всегда меньше единицы и изменяется от нуля (при коротком замыкании выхода, т. е. при $G_H = \infty$) до максимального значения, равного, с учетом (8), примерно единице (при отключении нагрузки, т.е. при $G_H \rightarrow 0$);

- выходной ток по отношению к входному имеет фазовый сдвиг 180° , о чем свидетельствует отрицательный знак перед выражением для $K_{I,OK}$, т. е. направление выходного тока не совпадает с обозначенным на рис. 6. Теоретически каскад с ОК имеет коэффициент передачи по току $K_{I,OK} > K_{I,03}$. Коэффициент передачи тока $K_{I,OK} = 0$ при $G_H = 0$ и достигает максимума $(G_{21,03}/G_{11,03}) + 1 \gg 1$ при коротком замыкании нагрузки ($G_H = \infty$). При условии $G_{22,03} \ll G_H$ коэффициент усиления тока практически сохраняет свое максимальное значение;

- входная проводимость каскада с ОК зависит от нагрузки:

$$G_{вх,OK} = \frac{G_{11,03}G_{22,03}}{G_{21,03}} \text{ при } G_H = 0;$$

$$G_{вх,OK} = G_{11,03} \text{ при } G_H = \infty;$$

• *выходная проводимость* зависит от проводимости источника сигналов:

$$G_{\text{вых, ОК}} = G_{22, \text{ОЭ}} \text{ при } G_{\text{ист}} = 0;$$

$$G_{\text{вых, ОК}} = G_{21, \text{ОЭ}} \text{ при } G_{\text{ист}} = \infty.$$

Каскад с ОБ. Уравнения четырехполюсника при включении транзистора по схеме с ОБ (рис. 8) имеют вид

$$\begin{cases} -\dot{I}_{\text{э}} = -Y_{11, \text{ОБ}} \dot{U}_{\text{бэ}} + Y_{12, \text{ОБ}} \dot{U}_{\text{кб}}, \\ \dot{I}_{\text{к}} = -Y_{21, \text{ОБ}} \dot{U}_{\text{бэ}} + Y_{22, \text{ОБ}} \dot{U}_{\text{кб}}. \end{cases} \quad (18)$$

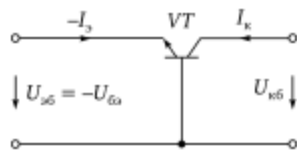


Рис. 8

Используя (13), сведем систему уравнений (7) к виду (18) и после сопоставления коэффициентов обеих систем получим следующие соотношения, связывающие Y -параметры транзисторов для схем с ОБ и ОЭ:

$$\begin{cases} Y_{11, \text{ОБ}} = Y_{11, \text{ОЭ}} + Y_{12, \text{ОЭ}} + Y_{21, \text{ОЭ}} + Y_{22, \text{ОЭ}}, \\ Y_{12, \text{ОБ}} = -(Y_{12, \text{ОЭ}} + Y_{22, \text{ОЭ}}), \\ Y_{21, \text{ОБ}} = -(Y_{21, \text{ОЭ}} + Y_{22, \text{ОЭ}}); \quad Y_{22, \text{ОБ}} = Y_{22, \text{ОЭ}}. \end{cases} \quad (19)$$

Выражения основных показателей (3)—(6) с учетом (19) имеют вид

$$\begin{cases} K_{U, \text{ОБ}} = \frac{Y_{21, \text{ОЭ}} + Y_{22, \text{ОЭ}}}{Y_{22, \text{ОЭ}} + Y_{\text{н}}}; \quad K_{I, \text{ОБ}} = -\frac{(Y_{21, \text{ОЭ}} + Y_{22, \text{ОЭ}})Y_{\text{н}}}{Y_{\Sigma, \text{ОЭ}}Y_{\text{н}} + \Delta_{\gamma, \text{ОЭ}}}, \\ Y_{\text{вх, ОБ}} = \frac{Y_{\Sigma, \text{ОЭ}}Y_{\text{н}} + \Delta_{\gamma, \text{ОЭ}}}{Y_{22, \text{ОЭ}} + Y_{\text{н}}}; \quad Y_{\text{вых, ОБ}} = \frac{Y_{22, \text{ОЭ}}Y_{\text{ист}} + \Delta_{\gamma, \text{ОЭ}}}{Y_{\Sigma, \text{ОЭ}} + Y_{\text{ист}}}, \end{cases} \quad (20)$$

где $Y_{\Sigma, \text{ОЭ}} = Y_{11, \text{ОЭ}} + Y_{12, \text{ОЭ}} + Y_{21, \text{ОЭ}} + Y_{22, \text{ОЭ}}$, $\Delta_{\gamma, \text{ОЭ}} = Y_{11, \text{ОЭ}}Y_{22, \text{ОЭ}} - Y_{12, \text{ОЭ}}Y_{21, \text{ОЭ}}$.

Для оценки свойств каскада с ОБ перепишем (20) для $j\omega = 0$, $G_{12, \text{ОЭ}} = 0$:

$$\left\{ \begin{aligned} K_{U, ОБ} &= \frac{G_{21, ОЗ} + G_{22, ОЗ}}{G_{22, ОЗ} + G_H}, \\ K_{I, ОБ} &= - \frac{(G_{21, ОЗ} + G_{22, ОЗ})G_H}{(G_{21, ОЗ} + G_{11, ОЗ} + G_{22, ОЗ})G_H + G_{11, ОЗ}G_{22, ОЗ}}, \\ G_{ВХ, ОБ} &= \frac{(G_{21, ОЗ} + G_{11, ОЗ} + G_{22, ОЗ})G_H + G_{11, ОЗ}G_{22, ОЗ}}{G_{22, ОЗ} + G_H}, \\ G_{ВЫХ, ОБ} &= \frac{G_{22, ОЗ}G_{ИСТ} + G_{11, ОЗ}G_{22, ОЗ}}{G_{21, ОЗ} + G_{ИСТ}}, \end{aligned} \right. \quad (21)$$

Из (21) следует, что:

- теоретически каскад с ОБ имеет коэффициент усиления по напряжению $K_{U, ОБ} > K_{U, ОЗ}$. Коэффициент $K_{U, ОБ} = 0$ при замыкании нагрузки ($G_H = \infty$) и достигает максимума $(G_{21, ОЗ}/G_{22, ОЗ}) + 1 \gg 1$ при отключении нагрузки ($G_H = 0$). При условии $G_H \ll G_{21, ОЗ}$ коэффициент усиления напряжения значительно больше единицы;

- значение коэффициента передачи по току $K_{I, ОБ}$ всегда меньше единицы и изменяется от 0 (при $G_H = 0$) до максимального значения, равного примерно единице при $G_H \rightarrow \infty$. При $G_{22, ОЗ} \ll G_H$ значение $K_{I, ОБ} \approx 1$. Выходной ток по отношению к входному имеет фазовый сдвиг 180° , о чем свидетельствует отрицательный знак перед выражением для $K_{I, ОБ}$, т. е. направление выходного тока не совпадает с обозначенным на рис. 8;

- входная проводимость каскада с ОБ зависит от нагрузки:

$$G_{ВХ, ОБ} = G_{11, ОЗ} \text{ при } G_H = 0;$$

$$G_{ВХ, ОБ} = G_{21, ОЗ} \text{ при } G_H = \infty;$$

- выходная проводимость зависит от проводимости источника сигналов:

$$G_{ВЫХ, ОБ} = \frac{G_{11, ОЗ}G_{22, ОЗ}}{G_{21, ОЗ}} \text{ при } G_{ИСТ} = 0;$$

$$G_{ВЫХ, ОБ} = G_{22, ОЗ} \text{ при } G_{ИСТ} = \infty.$$

Полученные выражения (9), (16), (20) для основных показателей базовых усилительных каскадов сведены в табл. 1.

Сравнительная оценка свойств базовых усилительных каскадов. Для наглядности сравнения базовых усилителей будем полагать, что:

• реактивные составляющие Y -параметров для схемы с ОЭ равны нулю, а для активных составляющих выполняются соотношения $G_{21, \text{ОЭ}} \gg G_{11, \text{ОЭ}} \gg G_{22, \text{ОЭ}}$; $G_{12, \text{ОЭ}} = 0$;

• для проводимости нагрузки и источника сигналов выполняются соотношения $G_{21, \text{ОЭ}} \gg G_{\text{н}} \gg G_{22, \text{ОЭ}}$; $G_{\text{ист}} \gg G_{11, \text{ОЭ}}$.

Для принятых условий выражения показателей базовых усилительных каскадов приведены в табл. 2.

Таблица 1

Параметр	ОЭ	ОК	ОБ
K_U	$-\frac{Y_{21, \text{ОЭ}}}{Y_{22, \text{ОЭ}} + Y_{\text{н}}}$	$\frac{Y_{21, \text{ОЭ}} + Y_{11, \text{ОЭ}}}{Y_{\Sigma, \text{ОЭ}} + Y_{\text{н}}}$	$\frac{Y_{21, \text{ОЭ}} + Y_{22, \text{ОЭ}}}{Y_{22, \text{ОЭ}} + Y_{\text{н}}}$
K_I	$\frac{Y_{21, \text{ОЭ}} + Y_{\text{н}}}{Y_{11, \text{ОЭ}}Y_{\text{н}} + \Delta_{\gamma, \text{ОЭ}}}$	$-\frac{(Y_{21, \text{ОЭ}} + Y_{11, \text{ОЭ}})Y_{\text{н}}}{Y_{11, \text{ОЭ}}Y_{\text{н}} + \Delta_{\gamma, \text{ОЭ}}}$	$-\frac{(Y_{21, \text{ОЭ}} + Y_{22, \text{ОЭ}})Y_{\text{н}}}{Y_{\Sigma, \text{ОЭ}}Y_{\text{н}} + \Delta_{\gamma, \text{ОЭ}}}$
$Y_{\text{вх}}$	$\frac{Y_{11, \text{ОЭ}}Y_{\text{н}} + \Delta_{\gamma, \text{ОЭ}}}{Y_{22, \text{ОЭ}} + Y_{\text{н}}}$	$\frac{Y_{11, \text{ОЭ}}Y_{\text{н}} + \Delta_{\gamma, \text{ОЭ}}}{Y_{\Sigma, \text{ОЭ}} + Y_{\text{н}}}$	$\frac{Y_{\Sigma, \text{ОЭ}}Y_{\text{н}} + \Delta_{\gamma, \text{ОЭ}}}{Y_{22, \text{ОЭ}} + Y_{\text{н}}}$
$Y_{\text{вых}}$	$\frac{Y_{22, \text{ОЭ}}Y_{\text{ист}} + \Delta_{\gamma, \text{ОЭ}}}{Y_{11, \text{ОЭ}} + Y_{\text{ист}}}$	$\frac{Y_{\Sigma, \text{ОЭ}}Y_{\text{ист}} + \Delta_{\gamma, \text{ОЭ}}}{Y_{11, \text{ОЭ}} + Y_{\text{ист}}}$	$\frac{Y_{22, \text{ОЭ}}Y_{\text{ист}} + \Delta_{\gamma, \text{ОЭ}}}{Y_{\Sigma, \text{ОЭ}} + Y_{\text{ист}}}$

Примечание. $Y_{\Sigma, \text{ОЭ}} = Y_{11, \text{ОЭ}} + Y_{12, \text{ОЭ}} + Y_{21, \text{ОЭ}} + Y_{22, \text{ОЭ}}$; $\Delta_{\gamma, \text{ОЭ}} = Y_{11, \text{ОЭ}}Y_{22, \text{ОЭ}} - Y_{12, \text{ОЭ}}Y_{21, \text{ОЭ}}$.

Таблица 2

Параметр	ОЭ	ОК	ОБ
K_U	$-G_{21, \text{ОЭ}}/G_{\text{н}}$	1	$G_{21, \text{ОЭ}}/G_{\text{н}}$
K_I	$G_{22, \text{ОЭ}}/G_{11, \text{ОЭ}}$	$-G_{22, \text{ОЭ}}/G_{11, \text{ОЭ}}$	-1
$G_{\text{вх}}$	$G_{11, \text{ОЭ}}$	$G_{11, \text{ОЭ}}G_{\text{н}}/G_{21, \text{ОЭ}}$	$G_{21, \text{ОЭ}}$
$G_{\text{вых}}$	$G_{22, \text{ОЭ}}$	$G_{21, \text{ОЭ}}$	$G_{22, \text{ОЭ}}$

Как следует из табл. 2, с точки зрения усилительных свойств наилучшей является схема усилителя с ОЭ, которая имеет наибольший коэффициент усиления мощности, так как усиливает и напряжение, и ток. Каскад с ОК не усиливает напряжения и имеет такой же коэффициент усиления тока, как и каскад с ОЭ. Каскад с ОБ не усиливает тока и имеет такой же коэффициент усиления напряжения, как и каскад с ОЭ.

Входная проводимость усилителя с ОК в $K_{U, \text{ОЭ}}$ раз меньше, а входная проводимость усилителя с ОБ в $K_{I, \text{ОЭ}}$ раз больше по сравнению с входной проводимостью каскада с ОЭ, что, как бу-

дет показано ниже, обусловлено наличием отрицательной обратной связи по напряжению в каскаде с ОК и по току в каскаде с ОБ.

Усилительные каскады с ОЭ и ОБ имеют практически одинаковые *выходные проводимости или сопротивления*, значения которых могут составлять сотни килоом. Выходная проводимость каскада с ОК определяется крутизной ($S = G_{21, \text{ОЭ}}$) проходной характеристики транзистора, значение которой составляет десятки мА/В. Следовательно, усилительные каскады с ОЭ и ОБ можно считать *источниками тока*, обладающими высоким выходным сопротивлением, а каскад с ОК — *источником напряжения*, имеющим малое выходное сопротивление.

Области применения базовых усилителей. Усилительный каскад с ОЭ как усилитель с наибольшим усилением мощности находит наиболее широкое применение. Помимо самостоятельного применения каскад с ОЭ служит основой для построения дифференциальных усилителей, получивших широкое распространение в интегральных микросхемах.

Одна из основных областей применения каскада с ОК — выходные ступени низкочастотных усилителей радиоприемных устройств, нагрузкой которых является низкоомный динамик. Кроме этого, каскады с ОК часто включают в качестве высокоомной нагрузки усилительных каскадов с ОЭ для повышения коэффициента усиления по напряжению. Имея большое входное и малое выходное сопротивления, каскад с ОК часто используется для согласования сопротивлений.

Основная область применения усилительного каскада с ОБ — входные усилители радиоприемных устройств, что обусловлено низкоомным входным сопротивлением каскада. Благодаря этому свойству устойчивый коэффициент усиления каскада в диапазоне высоких частот может превосходить устойчивый коэффициент усиления каскада с ОЭ.

1.3. Двухкаскадные усилители и их свойства

Схемы усилителей и способы оценки их свойств. В параграфе 1.2 установлено, что свойства базовых усилительных каскадов зависят от нагрузки и внутренней проводимости источника сигналов. В реальных условиях источником сигналов и нагрузкой усилительных каскадов являются также усилительные каскады. Поэтому представляет интерес рассмотрение

двухкаскадных усилителей и выявление их свойств. Возможны девять вариантов схем двухкаскадных усилителей, составленных из базовых усилительных каскадов на транзисторах одного типа: ОК-ОК, ОЭ-ОК, ОБ-ОК, ОЭ-ОЭ, ОК-ОЭ, ОБ-ОЭ, ОБ-ОБ, ОК-ОБ, ОЭ-ОБ (рис. 1).

При оценке свойств двухкаскадных усилителей будем использовать модель усилителя в виде цепочечного соединения двух четырехполюсников (рис. 2). Возможны два подхода при определении искомых показателей K_U , K_I , $Y_{вх}$, $Y_{вых}$.

При *первом подходе* сначала определяются показатели первого и второго четырехполюсника, а затем — всего соединения. При этом учитывается, что нагрузкой первого четырехполюсника является входная проводимость второго четырехполюсника; $\dot{I}_{2,1} = -\dot{I}_{1,2}$; $\dot{U}_{2,1} = \dot{U}_{1,2}$. Достоинство такого подхода проявляется в том, что он позволяет определить показатели каждого каскада в двухкаскадном усилителе.

При *втором подходе* цепочечное соединение (см. рис. 2) заменяется одним четырехполюсником (рис. 3) с эквивалентными Y -параметрами, и по полученным в параграфе 1.2 формулам (3)—(6) определяются параметры двухкаскадного усили-

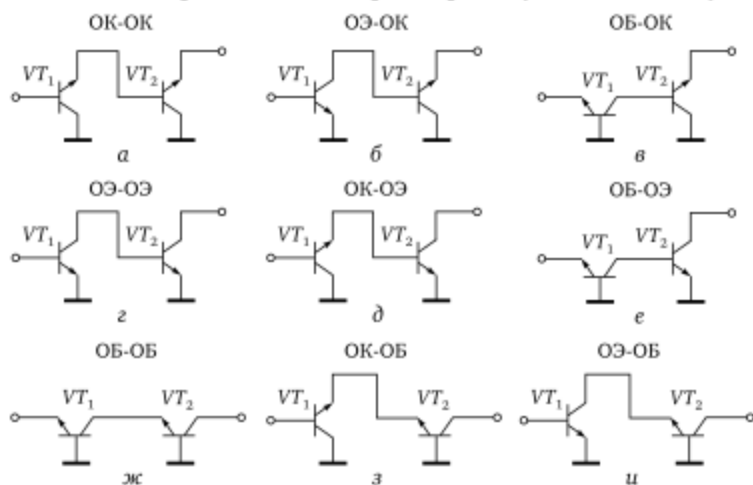


Рис. 1

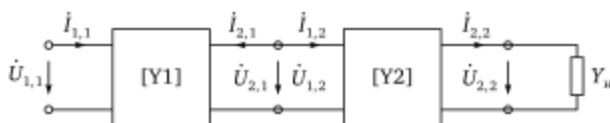


Рис. 2

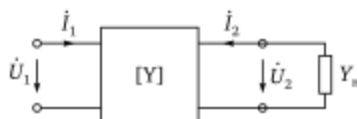


Рис. 3

теля. Второй подход проще в реализации и поэтому используется в дальнейшем.

Эквивалентные Y -параметры цепочечного соединения четырехполюсников. Уравнения для четырехполюсника (см. рис. 3) с Y -параметрами имеют следующий вид:

$$\begin{cases} \dot{I}_1 = Y_{11}\dot{U}_1 + Y_{12}\dot{U}_2, \\ \dot{I}_2 = Y_{21}\dot{U}_1 + Y_{22}\dot{U}_2. \end{cases} \quad (1)$$

Для определения эквивалентных Y -параметров цепочечного соединения из двух четырехполюсников (см. рис. 2) составим систему уравнений для каждого из них, принимая во внимание, что $\dot{I}_{2,1} = -\dot{I}_{1,2}$; $\dot{U}_{2,1} = \dot{U}_{1,2}$. При переходе от двух (см. рис. 2) четырехполюсников к одному (см. рис. 3) необходимо заменить $\dot{U}_{1,1}$ на \dot{U}_1 ; $\dot{I}_{1,1}$ на \dot{I}_1 ; $\dot{U}_{2,2}$ на \dot{U}_2 ; $\dot{I}_{2,2}$ на \dot{I}_2 . С учетом этого получим следующие системы уравнений для первого и второго четырехполюсников на рис. 2:

$$\begin{cases} \dot{I}_1 = Y_{11,1}\dot{U}_1 + Y_{12,1}\dot{U}_{2,1}, \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} \dot{I}_{2,1} = Y_{21,1}\dot{U}_1 + Y_{22,2}\dot{U}_{2,1}; \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} -\dot{I}_{2,1} = Y_{11,2}\dot{U}_{2,1} + Y_{12,2}\dot{U}_2, \end{cases} \quad (4)$$

$$\begin{cases} \dot{I}_2 = Y_{21,2}\dot{U}_{2,1} + Y_{22,2}\dot{U}_2. \end{cases} \quad (5)$$

Сложим уравнения (3) и (4). Из полученного соотношения найдем $\dot{U}_{2,1}$. Подставив $\dot{U}_{2,1}$ в уравнения (2), (5), сведем систему уравнений (2)–(5) к виду (1) и после сопоставления коэффициентов получим

$$\begin{cases} Y_{11,1} = \frac{Y_{11,1}Y_{11,2} + \Delta_{\gamma,1}}{Y_{21,1} + Y_{11,2}}, \quad Y_{12} = -\frac{Y_{12,1}Y_{12,2}}{Y_{21,1} + Y_{11,2}}, \\ Y_{21} = \frac{Y_{21,1}Y_{21,2}}{Y_{21,1} + Y_{11,2}}, \quad Y_{22} = \frac{Y_{21,1}Y_{22,2} + \Delta_{\gamma,2}}{Y_{21,1} + Y_{11,2}}, \end{cases} \quad (6)$$

где $\Delta_{\gamma,N} = Y_{11,N}Y_{22,N} - Y_{12,N}Y_{21,N}$; $N = 1; 2$ — порядковые номера четырехполюсников.

Показатели двухкаскадных усилителей. При определении показателей двухкаскадных усилителей будем пользоваться:

• выражениями показателей четырехполюсника из параграфа 2.1:

$$\begin{cases} K_U = -\frac{Y_{21}}{Y_{22} + Y_H}; K_I = \frac{Y_{21}Y_H}{Y_{11}Y_H + \Delta_Y}, \\ Y_{вх} = \frac{Y_{11}Y_H + \Delta_Y}{Y_{22} + Y_H}; Y_{вых} = \frac{Y_{22}Y_{ист} + \Delta_Y}{Y_{11} + Y_{ист}}, \end{cases} \quad (7)$$

где $\Delta_Y = Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21}$;

• формулами (6) Y -параметров для двух последовательно включенных четырехполюсников, подставляя вместо индекса N символы ОЭ, ОК или ОБ, в зависимости от используемой схемы базового усилительного каскада;

• соотношениями из параграфа 2.1, связывающими Y -параметры транзисторов для схем включения с ОК и ОБ с Y -параметрами для схемы с ОЭ:

$$\begin{cases} Y_{11,ОК} = Y_{11,ОЭ}; Y_{12,ОК} = -(Y_{12,ОЭ} + Y_{11,ОЭ}), \\ Y_{21,ОК} = -(Y_{21,ОЭ} + Y_{11,ОЭ}), \\ Y_{22,ОК} = Y_{11,ОЭ} + Y_{12,ОЭ} + Y_{21,ОЭ} + Y_{22,ОЭ}; \end{cases} \quad (8)$$

$$\begin{cases} Y_{11,ОБ} = Y_{11,ОЭ} + Y_{12,ОЭ} + Y_{21,ОЭ} + Y_{22,ОЭ}, \\ Y_{12,ОБ} = -(Y_{12,ОЭ} + Y_{22,ОЭ}), \\ Y_{21,ОБ} = -(Y_{21,ОЭ} + Y_{22,ОЭ}); Y_{22,ОБ} = Y_{22,ОЭ}. \end{cases} \quad (9)$$

В качестве примера определим **Y -параметры четырехполюсника и основные показатели усилителя при включении транзисторов по схеме ОК-ОК** (рис. 1, а). Выражения (6) для этого случая принимают вид

$$\begin{cases} Y_{11} = \frac{Y_{11,ОК}^2 + \Delta_{Y,ОК}}{Y_{22,ОК} + Y_{11,ОК}}, Y_{12} = -\frac{Y_{12,ОК}^2}{Y_{22,ОК} + Y_{11,ОК}}, \\ Y_{21} = -\frac{Y_{21,ОК}^2}{Y_{22,ОК} + Y_{11,ОК}}, Y_{22} = \frac{Y_{22,ОК}^2 + \Delta_{Y,ОК}}{Y_{22,ОК} + Y_{11,ОК}}, \end{cases} \quad (10)$$

где $\Delta_{Y,ОК} = Y_{11,ОК}Y_{22,ОК} - Y_{12,ОК}Y_{21,ОК}$.

После подстановки (8) в (10) получим Y -параметры четырехполюсника при включении транзисторов по схеме ОК-ОК (рис. 1, б), выраженные через Y -параметры транзистора, включенного по схеме ОЭ:

$$\begin{cases} Y_{11} = (Y_{11,03}^2 + \Delta_{\gamma,03}) / (Y_{\Sigma,03} + Y_{11,03}), \\ Y_{12} = -(Y_{12,03} + Y_{11,03})^2 / (Y_{\Sigma,03} + Y_{11,03}), \\ Y_{21} = -(Y_{21,03} + Y_{11,03})^2 / (Y_{\Sigma,03} + Y_{11,03}), \\ Y_{22} = (Y_{\Sigma,03}^2 + \Delta_{\gamma,03}) / (Y_{\Sigma,03} + Y_{11,03}), \end{cases} \quad (11)$$

где $Y_{\Sigma,03} = Y_{11,03} + Y_{12,03} + Y_{21,03} + Y_{22,03}$, $\Delta_{\gamma,03} = Y_{11,03}Y_{22,03} - Y_{12,03}Y_{21,03}$.

Подставив найденные Y -параметры в (7), определим коэффициенты усиления напряжения и тока, а также входную и выходную проводимости двухкаскадного усилителя по схеме ОК-ОК:

$$\begin{cases} K_U = \frac{(Y_{21,03} + Y_{11,03})^2}{Y_{\Sigma,03}^2 + \Delta_{\gamma,03} + Y_H(Y_{\Sigma,03} + Y_{11,03})}; \\ K_I = - \frac{(Y_{21,03} + Y_{11,03})^2 Y_H (Y_{\Sigma,03} + Y_{11,03})}{\left[(Y_{11,03}^2 + \Delta_{\gamma,03}) [Y_H (Y_{\Sigma,03} + Y_{11,03}) + (Y_{\Sigma,03}^2 + \Delta_{\gamma,03})] - \right. \\ \left. - (Y_{12,03} + Y_{11,03})^2 (Y_{21,03} + Y_{11,03})^2 \right]}, \\ Y_{вх} = \frac{\left[(Y_{11,03}^2 + \Delta_{\gamma,03}) [Y_H (Y_{\Sigma,03} + Y_{11,03}) + Y_{\Sigma,03}^2 + \Delta_{\gamma,03}] - \right. \\ \left. - (Y_{12,03} + Y_{11,03})^2 (Y_{21,03} + Y_{11,03})^2 \right]}{[Y_H (Y_{\Sigma,03} + Y_{11,03}) + Y_{\Sigma,03}^2 + \Delta_{\gamma,03}] (Y_{\Sigma,03} + Y_{11,03})}, \\ Y_{вых} = \frac{\left[(Y_{\Sigma,03}^2 + \Delta_{\gamma,03}) [Y_{ист} (Y_{\Sigma,03} + Y_{11,03}) + Y_{11,03}^2 + \Delta_{\gamma,03}] - \right. \\ \left. - (Y_{12,03} + Y_{11,03})^2 (Y_{21,03} + Y_{11,03})^2 \right]}{[Y_{ист} (Y_{\Sigma,03} + Y_{11,03}) + Y_{11,03}^2 + \Delta_{\gamma,03}] (Y_{\Sigma,03} + Y_{11,03})}. \end{cases} \quad (12)$$

Как указано в параграфе 2.1, для Y -параметров транзистора в схеме с ОЭ выполняются следующие соотношения:

$$|Y_{21,03}| \gg |Y_{11,03}| \gg |Y_{22,03}| \gg |Y_{12,03}|, \quad (13)$$

где $|Y| = |G + jB| = \sqrt{G^2 + B^2}$.

Для этого случая выражения (11), (12) принимают следующий вид:

$$\begin{aligned} Y_{11} &\approx \frac{Y_{11,03}^2}{Y_{21,03}}; \quad Y_{12} \approx -\frac{Y_{11,03}^2}{Y_{21,03}}; \quad Y_{21} \approx -Y_{21,03}; \quad Y_{22} \approx Y_{21,03}; \\ K_U &\approx \frac{Y_{21,03}}{Y_{21,03} + Y_H}; \quad K_I \approx -\frac{Y_{21,03}^2}{Y_{11,03}^2}; \quad Y_{вх} \approx \frac{Y_{11,03}^2 Y_H}{Y_{21,03} (Y_{21,03} + Y_H)}; \\ Y_{вых} &\approx \frac{Y_{21,03}^2 Y_{ист}}{Y_{21,03} Y_{ист} + Y_{11,03}^2}. \end{aligned}$$

В табл. 1 приведены выражения для Y -параметров рассматриваемых схем двухкаскадных усилителей при выполнении соотношений (13).

Таблица 1

Схема	Y_{11}	Y_{12}	Y_{21}	Y_{22}
ОК-ОК	$\frac{Y_{11,03}^2}{Y_{21,03}}$	$-\frac{Y_{11,03}^2}{Y_{21,03}}$	$-Y_{21,03}$	$Y_{21,03}$
ОК-ОЭ	$\frac{Y_{11,03}^2}{Y_{21,03}}$	$\frac{Y_{11,03}Y_{12,03}}{Y_{21,03}}$	$Y_{21,03}$	$Y_{22,03}$
ОК-ОБ	$0,5Y_{11,03}$	$\frac{-0,5Y_{11,03}Y_{22,03}}{Y_{21,03}}$	$-0,5Y_{21,03}$	$-0,5Y_{22,03}$
ОЭ-ОЭ	$Y_{11,03}$	$-\frac{Y_{12,03}^2}{Y_{11,03}}$	$-\frac{Y_{21,03}^2}{Y_{11,03}}$	$Y_{22,03}$
ОЭ-ОК	$Y_{11,03}$	$Y_{12,03}$	$\frac{Y_{21,03}^2}{Y_{11,03}}$	$\frac{Y_{21,03}Y_{22,03}}{Y_{11,03}}$
ОЭ-ОБ	$Y_{11,03}$	$\frac{Y_{12,03}Y_{22,03}}{Y_{21,03}}$	$Y_{21,03}$	$\frac{Y_{11,03}Y_{22,03}}{Y_{21,03}}$
ОБ-ОБ	$Y_{21,03}$	$-\frac{Y_{22,03}^2}{Y_{21,03}}$	$-Y_{21,03}$	$\frac{Y_{11,03}Y_{22,03}}{Y_{21,03}}$
ОБ-ОК	$Y_{21,03}$	$-Y_{22,03}$	$-\frac{Y_{21,03}^2}{Y_{11,03}}$	$\frac{Y_{21,03}Y_{22,03}}{Y_{11,03}}$
ОБ-ОЭ	$Y_{21,03}$	$\frac{Y_{12,03}Y_{22,03}}{Y_{11,03}}$	$\frac{Y_{21,03}^2}{Y_{11,03}}$	$Y_{22,03}$

В табл. 2 для наглядности сравнения показателей двухкаскадных усилителей, помимо условия (13) предполагается также, что выполняется неравенство $Y_{21} \gg Y_n \gg Y_{22}$.

Таблица 2

Схема	K_U	K_I	$Y_{вх}$	$Y_{вых}$
ОК-ОК	≈ 1	$\frac{Y_{21,03}^2}{Y_{11,03}^2}$	$\frac{Y_{11,03}^2 Y_n}{Y_{21,03}^2}$	$Y_{21,03}^{**}$
ОК-ОЭ	$-\frac{Y_{21,03}}{Y_n}$	$\frac{Y_{21,03}^2}{Y_{11,03}^2}$	$\frac{Y_{11,03}^2}{Y_{21,03}}$	$Y_{22,03}$

Схема	K_U	K_I	$Y_{вх}$	$Y_{вых}$
ОК-ОБ	$\frac{0,5Y_{21,03}}{Y_H}$	$\frac{Y_{21,03}}{Y_{11,03}}$	$0,5Y_{11,03}$	$\frac{Y_{22,03}Y_{ист}}{Y_{11,03} + 2Y_{ист}}$
ОЭ-ОЭ	$\frac{Y_{21,03}^2}{Y_{11,03}Y_H}$	$\frac{Y_{21,03}^2}{Y_{11,03}^2}$	$Y_{11,03}$	$Y_{22,03}$
ОЭ-ОК	$\frac{0,5Y_{21,03}^*}{Y_{22,03}}$	$\frac{0,5Y_{21,03}^*}{Y_{11,03}^2}$	$Y_{11,03}$	$\frac{Y_{21,03}Y_{22,03}}{Y_{11,03}}$
ОЭ-ОБ	$\frac{Y_{21,03}}{Y_H}$	$\frac{Y_{21,03}}{Y_{11,03}}$	$Y_{11,03}$	$\frac{Y_{11,03}Y_{22,03}}{Y_{21,03}}$
ОБ-ОБ	$\frac{Y_{21,03}}{Y_H}$	≈ -1	$Y_{21,03}$	$\frac{Y_{11,03}Y_{22,03}}{Y_{21,03}}$
ОБ-ОК	$\frac{0,5Y_{21,03}^*}{Y_{22,03}}$	$\frac{Y_{21,03}}{Y_{11,03}}$	$0,5Y_{21,03}^*$	$\frac{Y_{21,03}Y_{22,03}Y_{ист}}{Y_{11,03}(Y_{21,03} + Y_{ист})}$
ОБ-ОЭ	$\frac{Y_{21,03}^2}{Y_{11,03}Y_H}$	$\frac{Y_{21,03}}{Y_{11,03}}$	$Y_{21,03}$	$Y_{22,03}$

Примечание. * при $Y_{21,03}Y_{22,03} \approx Y_{11,03}Y_{ист}$; ** $Y_{21,03}Y_{ист} \gg Y_{11,03}^2$.

Оценка свойств двухкаскадных усилителей. Воспользуемся данными, приведенными в табл. 2, для сравнительной оценки усилительных свойств, входных и выходных проводимостей двухкаскадных усилителей.

Наибольший **коэффициент усиления напряжения** имеют усилители ОЭ-ОЭ и ОБ-ОЭ ($Y_{21,03}^2/Y_{11,03}Y_H$), в которых каждый из каскадов обладает усилительными свойствами. Единственный усилитель ОК-ОК не усиливает напряжения. В остальных усилителях один из каскадов не проявляет усилительных свойств:

- в усилителях ОК-ОЭ, ОК-ОБ, ОЭ-ОК, ОБ-ОК таким каскадом является каскад с ОК. В схеме ОК-ОБ каскад с ОК имеет коэффициент передачи по напряжению, равный 0,5, что объясняется низким входным сопротивлением нагрузочного каскада с ОБ;
- в усилителях ОЭ-ОБ и ОБ-ОБ не усиливают напряжения первые каскады с ОЭ и с ОБ из-за низкоомного входного сопротивления нагрузочного каскада с ОБ.

Наибольший **коэффициент усиления тока** имеют усилители ОК-ОК, ОК-ОЭ, ОЭ-ОЭ ($|Y_{21,03}^2/Y_{11,03}^2|$) и ОЭ-ОК ($0,5Y_{21,03}^2/Y_{11,03}^2$),

в которых каждый из каскадов обладает усилительными свойствами. Единственный усилитель ОБ-ОБ не усиливает тока. В остальных усилителях ОК-ОБ, ОЭ-ОБ, ОБ-ОК и ОБ-ОЭ усиление по току обеспечивается одним каскадом, так как каскад с ОБ не усиливает ток.

В силу принятого условия $Y_{12,03} \approx 0$:

- входная проводимость усилителей, первым каскадом которых является каскад с ОЭ, не зависит от нагрузки и равна $Y_{11,03}$;
- выходная проводимость усилителей, вторым каскадом которых является каскад с ОЭ, не зависит от внутренней проводимости источника сигналов и равна $Y_{22,03}$.

Наиболее высокую входную проводимость имеют усилители ОБ-ОБ, ОБ-ОЭ ($Y_{21,03}$), наиболее низкую — усилитель ОК-ОК: $Y_{нK_I}$, где $K_I = (Y_{21,03}/Y_{11,03})^2 \gg 1$. Наиболее высокой выходной проводимостью обладает усилитель ОК-ОК ($Y_{21,03}$), наиболее низкой — усилители ОБ-ОБ, ОЭ-ОБ ($Y_{22,03}Y_{11,03}/Y_{21,03} \ll Y_{22,03}$).

При построении многокаскадных усилителей на микросхемах используется различная последовательность включения типовых усилительных каскадов. Например, в качестве усилителя высокой частоты широкое распространение нашла схема ОЭ-ОБ.

1.4. Обратные связи и их влияние на показатели усилителя

Основные понятия и определения. В усилителях, помимо прямой связи, благодаря которой происходит передача сигнала от источника к нагрузке с повышением уровня мощности, существуют *обратные связи* (ОС), обеспечивающие возвращение части энергии сигнала в сторону входа усилителя. Цепи, по которым энергия сигнала передается в обратном направлении, называются *цепями обратной связи*. В усилителях цепи обратных связей вводят преднамеренно для изменения их свойств в нужном направлении, так как поступающий по цепи обратной связи выходной сигнал служит средством контроля за состоянием усилителя и позволяет целенаправленно воздействовать на его показатели и характеристики. Таким образом, обратная связь в усилителях служит для самоконтроля и коррекции их работы. В дальнейшем усилители или усилительные каскады, а также цепи обратных связей будем обозначать в виде четырехполюсников.



Рис. 1

Для обобщенной схемы усилителя с ОС, приведенной на рис. 1, определим коэффициент передачи в комплексной форме как отношение амплитуд выходного сигнала к входному:

$$\dot{K}_{\text{ос}} = \frac{\dot{S}_{\text{вых}}}{\dot{S}_{\text{вх}}} = \frac{\dot{K}}{1 - \dot{\beta}\dot{K}}, \quad (1)$$

где \dot{K} — коэффициент усиления усилителя без обратной связи; $\dot{\beta}$ — коэффициент передачи четырехполюсника обратной связи. При выводе (1) использовалось очевидное из рис. 1 соотношение: $\dot{K}(\dot{S}_{\text{вх}} + \dot{\beta}\dot{S}_{\text{вых}}) = \dot{S}_{\text{вых}}$.

Усилитель с четырехполюсником ОС образуют кольцевую цепь, которая называется *петлей* ОС. Произведение $\dot{\beta}\dot{K}$ определяет коэффициент усиления сигнала по такой петле и называется *коэффициентом петлевого усиления*. Коэффициент петлевого усиления может быть измерен. Для этого по выходу четырехполюсника ОС петля разрывается, четырехполюсник ОС нагружается на сопротивление, равное входному сопротивлению усилителя, на вход усилителя подается входной сигнал, на выходе четырехполюсника ОС измеряется амплитуда выходного сигнала. Петлевое усиление, взятое с обратным знаком, т. е. произведение $-\dot{\beta}\dot{K}$, называют *возвратным отношением*. Величину $1 - \dot{\beta}\dot{K}$ называют **возвратной разностью**, которая в относительных единицах представляет собой разность между подаваемым на вход усилителя сигналом и сигналом, пришедшим на выход четырехполюсника ОС при разомкнутой петле ОС. Как очевидно из (1), **возвратная разность является мерой количественной оценки влияния ОС на свойства усилителя**.

Основные классификационные признаки ОС. По способу образования обратной связи различают:

- *внутреннюю* ОС, обусловленную физическими свойствами и особенностями конструкции усилительных элементов;
- *внешнюю* ОС, введенную в усилитель с помощью дополнительных цепей.

По **причинной обусловленности** обратной связи можно выделить:

- **преднамеренную** ОС, предназначенную для улучшения показателей усилителя;
- **паразитную** ОС, обусловленную неудачным расположением радиодеталей и монтажом, наличием паразитных емкостных, индуктивных и гальванических связей между усилительными каскадами и другими причинами.

По **структуре цепей** обратные связи разделяют на:

- **однопетлевую** ОС (рис. 2, а), для которой цепь обратной связи вместе с частью усилителя, которую она охватывает, образует один замкнутый контур;
- **многопетлевую** ОС (рис. 2, б), когда число петель ОС превышает единицу. Если ОС охватывает один усилительный каскад, ее называют **местной** ОС.

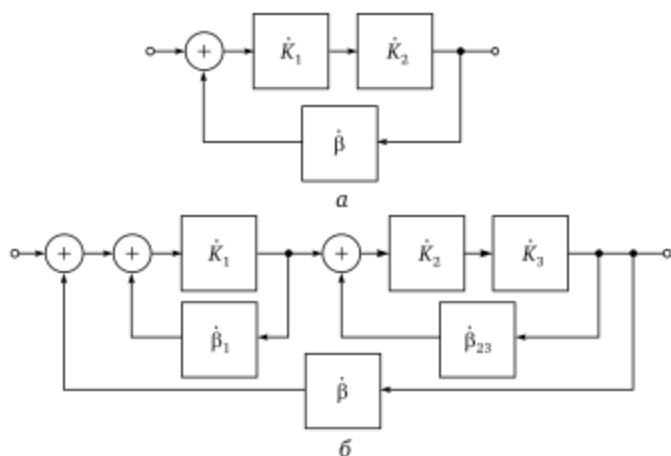


Рис. 2

По **способу соединения усилителя и четырехполюсника** ОС различают:

- обратную связь **Y-типа**, при которой входные и выходные цепи обоих четырехполюсников соединены параллельно. В результате такого соединения образуется новый четырехполюсник, Y-параметры которого равны сумме Y-параметров усилителя и четырехполюсника ОС;
- обратную связь **Z-типа**, при которой входные и выходные цепи обоих четырехполюсников соединены последовательно;

- обратную связь *H-типа*, при которой входные цепи обоих четырехполюсников соединены последовательно, а выходные — параллельно;

- обратную связь *G-типа*, при которой входные цепи обоих четырехполюсников соединены параллельно, а выходные — последовательно.

Схемы усилителей с ОС *Y*-, *Z*-, *H*- и *G*-типов и их анализ приведены ниже.

Вместо способа соединения усилителя с четырехполюсником ОС используются два сходных классификационных признака: *способ снятия и способ введения сигналов ОС*.

По способу снятия сигнала или схеме соединения выходной цепи усилителя, входной цепи четырехполюсника ОС и нагрузки выделяют три вида ОС (рис. 3):

- обратную связь *по напряжению* (рис. 3, а), для которой выходная цепь усилителя (в виде источника тока \dot{I}_K), входная цепь четырехполюсника ОС (R_1, R_2) и нагрузка (Y_H) соединены параллельно. Для ОС по напряжению характерны следующие признаки: при коротком замыкании нагрузки сигнал ОС (\dot{U}_{oc}) пропадает, а при отключении нагрузки — сохраняется. Такой

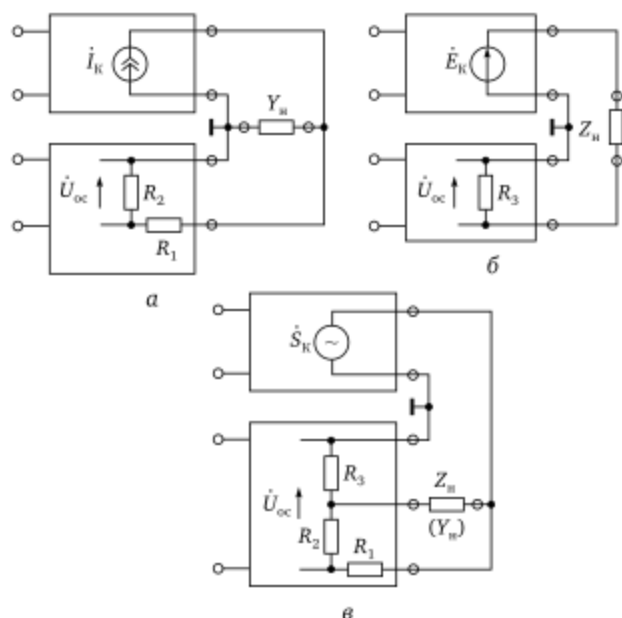


Рис. 3

способ снятия сигнала реализован при ОС Y-типа (см. рис. 5) и H-типа (см. рис. 6);

- обратную связь по току (рис. 3, б), для которой выходная цепь усилителя (в виде источника ЭДС \dot{E}_K) входная цепь четырехполюсника ОС (R_3) и нагрузка (Z_H) соединены последовательно. Для этого способа снятия сигнала при коротком замыкании нагрузки сигнал ОС (\dot{U}_{oc}) сохраняется, а при отключении нагрузки — пропадает. Связь по току используется при ОС Z-типа (см. рис. 7) и G-типа (см. рис. 8);

- комбинированную ОС по выходу (рис. 3, в), для которой при коротком замыкании и отключении нагрузки (Z_H или Y_H) сигнал ОС (\dot{U}_{oc}) сохраняется. При $R_3 = 0$ комбинированная ОС вырождается в ОС по напряжению (см. рис. 3, а); при $R_1 = \infty$, $R_2 = 0$ — в ОС по току (см. рис. 3, б).

По способу введения сигнала ОС во входную цепь усилителя или схеме соединения входной цепи усилителя, выходной цепи четырехполюсника ОС и источника сигналов выделяют три вида ОС (рис. 4):

- параллельную ОС, для которой входная цепь усилителя (в виде входной проводимости $Y_{вх}$), выходная цепь четырехполюсника ОС (в виде источника тока \dot{I}_{oc}) и источника входных сигналов (в виде источника тока \dot{I}_H) соединены параллельно. Для параллельной ОС характерны следующие признаки: при коротком замыкании источника сигналов \dot{I}_H сигнал ОС не передается на вход усилителя, а при отключении — передается. Такой способ введения сигнала обратной связи реализован при ОС Y-типа (см. рис. 5) и G-типа (см. рис. 8);

- последовательную ОС (рис. 4, б), для которой входная цепь усилителя (в виде входного сопротивления $Z_{вх}$), выходная цепь

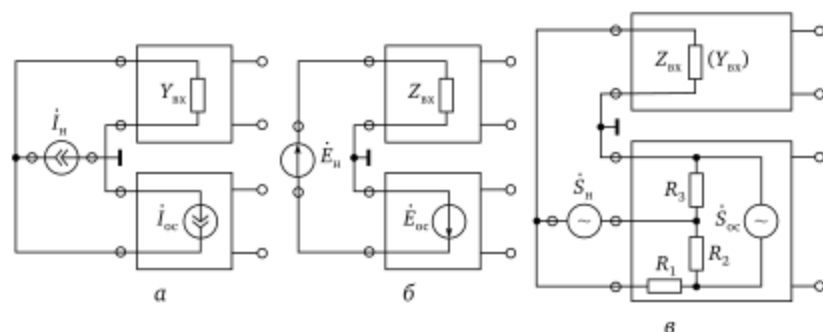


Рис. 4

четырёхполюсника ОС (в виде источника ЭДС \dot{E}_{oc}) и источника входных сигналов (в виде ЭДС \dot{E}_u) соединены последовательно. В этом случае при коротком замыкании источника сигналов сигнал ОС поступает на вход усилителя, а при отключении — не поступает. Последовательная связь используется при ОС Z-типа (см. рис. 7) и H-типа (см. рис. 6);

- комбинированную ОС по входу (рис. 4, в), для которой при коротком замыкании и отключении источника сигналов \dot{S}_u сигнал ОС \dot{S}_{oc} поступает на вход усилителя. При $R_1 = R_3 = 0$, $R_2 = \infty$ комбинированная ОС вырождается в параллельную ОС (рис. 4, а); при $R_1 = R_3 = \infty$, $R_2 = 0$ — в последовательную ОС (рис. 4, б).

По способу суммирования или фазировки сигналов источника и ОС различают:

- положительную ОС, при которой сигналы совпадают по фазе и осуществляется арифметическое сложение сигналов;
- отрицательную ОС, при которой сигналы находятся в противофазе и осуществляется арифметическое вычитание сигналов.

Этот классификационный признак справедлив для средних частот рабочего диапазона усилителя. В общем случае происходит геометрическое сложение входного сигнала и сигнала ОС, поэтому обратная связь является комплексной.

Влияние ОС на свойства усилителей. Рассмотрим усилители, в которых используется ОС Y-, Z-, H- и G-типов при следующих допущениях:

- матрицы обобщенных параметров усилителя без обратной связи (W_K), четырёхполюсника ОС (W_β) и усилителя, охваченного обратной связью ($W_{K,OC}$), имеют следующий вид:

$$W_K = \begin{pmatrix} W_{11} & 0 \\ W_{21} & W_{22} \end{pmatrix}; W_\beta = \begin{pmatrix} 0 & W_{12} \\ 0 & 0 \end{pmatrix}; W_{K,OC} = \begin{pmatrix} W_{11} & W_{12} \\ W_{21} & W_{22} \end{pmatrix};$$

- левые зажимы цепи ОС или β -четырёхполюсника на приведенных ниже схемах (рис. 5—8) определены как входные, при этом энергия сигнала передается от выходных (правых) зажимов к входным, т. е. из выходной цепи усилителя во входную.

Решим следующую задачу: *определим параметры усилителей с обратной связью и без обратной связи и дадим их сравнительную оценку.* Решение этой задачи позволит в «чистом» виде выявить влияние ОС на показатели усилителя, так как все W-параметры β -четырёхполюсника, за исключением W_{12} , при-

няты равными нулю и поэтому не оказывают влияния на работу усилителя. При определении показателей усилителей с обратной связью будем использовать полную матрицу $W_{k,oc}$ и снабжать полученные выражения показателей индексами «ОС». Приняв $W_{12} = 0$, найдем показатели для усилителя без обратной связи. Для сравнительной оценки выразим показатели усилителя с ОС через показатели усилителя без ОС. На схемах токи и напряжения усилителя без обратной связи помечены индексом «0». Отметим также, что коэффициенты передачи (усиления) напряжения и тока, W -параметры, проводимости и сопротивления нагрузки и источника сигналов всегда считаются комплексными величинами, поэтому при их обозначении (K , β , Y , Z , H , G) не будем ставить сверху общепринятую точку.

Обратная связь Y -типа (рис. 5). Воспользовавшись соотношениями (3—6) из параграфа 1.2, запишем выражения для усилителя с ОС:

$$\begin{cases} K_{U,OC} = \frac{Y_{21}}{Y_{22} + Y_H}; K_{I,OC} = \frac{Y_{21}Y_H}{Y_{11}(Y_{22} + Y_H) - Y_{12}Y_{21}}, \\ Y_{вх,OC} = Y_{11} - \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_{22} + Y_H}; Y_{вых,OC} = Y_{22} - \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_{11} + Y_{ист}}. \end{cases} \quad (2)$$

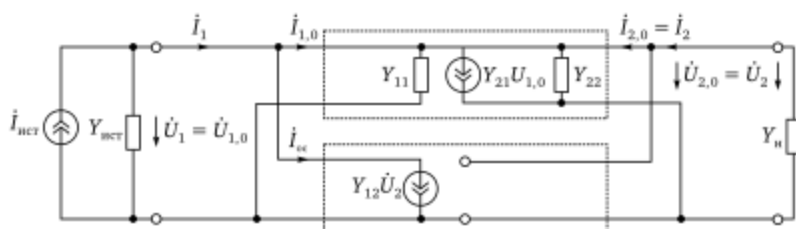


Рис. 5

Случай $Y_{12} = 0$ соответствует показателям усилителя без ОС:

$$K_U = -\frac{Y_{21}}{Y_{22} + Y_H}; K_I = \frac{Y_{21}Y_H}{Y_{11}(Y_{22} + Y_H)}; Y_{вх} = Y_{11}; Y_{вых} = Y_{22}. \quad (3)$$

С помощью (2), (3) выразим параметры усилителя с ОС через параметры усилителя без ОС:

$$\begin{cases} K_{U,OC} = K_U; K_{I,OC} = \frac{K_I}{1 + \beta_I K_I}; Y_{вх,OC} = Y_{вх} (1 + \beta_I K_I), \\ Y_{вых,OC} = Y_{вых} \left(1 + \beta_I K_I \frac{1 + Y_H/Y_{22}}{1 + Y_{ист}/Y_{11}} \right) \approx Y_{вых} (1 + \beta_I K_I), \end{cases} \quad (4)$$

где коэффициент $\beta_I = -Y_{12}/Y_n$ формально можно трактовать как коэффициент передачи тока четырехполюсника ОС, так как $\dot{I}_{OC} = Y_{12}\dot{U}_2 = -Y_{12}\dot{I}_2/Y_n$. Отсюда следует $\beta_I = \dot{I}_{OC}/\dot{I}_2 = -Y_{12}/Y_n$.

При оценке выходной проводимости необходимо иметь в виду, что при $Y_{ист} = \infty$ или $Y_n = \infty$ обратная связь исчезает. Наиболее сильно ее действие проявляется при $Y_{ист} \rightarrow 0$ и $Y_n \rightarrow 0$, поэтому в (4) приведено приближенное соотношение для случая $Y_n/Y_{22} \ll 1$ и $Y_{ист}/Y_{11} \ll 1$.

Из выражения (4) следует, что ОС Y-типа при $|1 + \beta_I K_I| \gg 1$ и $Y_{ист}/Y_{11} \rightarrow 0$:

- не изменяет коэффициента усиления по напряжению;
- уменьшает коэффициент усиления по току;
- увеличивает входную и выходную проводимости.

Дадим физическую трактовку полученным результатам. По условию подключение четырехполюсника ОС к усилителю не изменяет проводимости нагрузки Y_n , а следовательно, и выходного напряжения \dot{U}_2 . Изменение входного напряжения \dot{U}_1 при таком подключении равносильно изменению коэффициента усиления усилителя без ОС, что невозможно. Поэтому коэффициент усиления по напряжению усилителя с ОС равен коэффициенту усиления усилителя без ОС.

Уменьшение коэффициента усиления по току усилителя с ОС объясняется тем, что при подключении к усилителю четырехполюсника ОС напряжение $\dot{U}_2 = \text{const}$, следовательно, $\dot{I}_2 = \dot{I}_{2,0} = \text{const}$, а через его выходную цепь начинает протекать ток \dot{I}_{OC} . В результате ток $\dot{I}_{1,0}$ уменьшается.

Для сохранения значения тока $\dot{I}_{1,0} = \dot{I}_{2,0}/K_I = \text{const}$ необходимо увеличить входной ток \dot{I}_1 , что приводит к уменьшению $K_{I,OC} = \dot{I}_2/\dot{I}_1$.

Увеличение входной проводимости усилителя с ОС обусловлено тем, что при подключении четырехполюсника ОС увеличивается входной ток \dot{I}_1 при неизменном входном напряжении $\dot{U}_1 = \text{const}$ (рис. 5).

При увеличении выходного напряжения \dot{U}_2 усилителя с ОС увеличивается ток \dot{I}_{OC} и при $\dot{I}_1 = \text{const}$ уменьшается входной ток $\dot{I}_{1,0}$ усилителя без ОС, что вызовет уменьшение выходного тока $\dot{I}_2 = \dot{I}_{2,0} = K_I \dot{I}_{1,0}$ и выходного напряжения \dot{U}_2 (рис. 5). Следовательно, ОС препятствует изменению выходного напряжения \dot{U}_2 , а это равносильно уменьшению выходного сопротивления усилителя с ОС или увеличению его выходной проводимости.

Обратная связь H-типа. Усилитель с ОС H-типа (рис. 6) описывается следующей системой уравнений:

$$\begin{cases} \dot{U}_1 = H_{11}\dot{I}_1 + H_{12}\dot{U}_2, \\ \dot{I}_2 = H_{21}\dot{I}_1 + H_{22}\dot{U}_2. \end{cases} \quad (5)$$

Воспользовавшись системой уравнений (5), определим основные показатели усилителя с ОС H-типа. Разделив обе части второго уравнения системы (5) на \dot{I}_2 и приняв во внимание, что $Y_H = -\dot{I}_2/\dot{U}_2$ из-за выбранного направления тока \dot{I}_2 (рис. 6), можно получить следующее соотношение для коэффициента усиления по току усилителя с ОС:

$$\dot{K}_{I,OC} = \frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1} = \frac{H_{21}Y_H}{H_{22} + Y_H}. \quad (6)$$

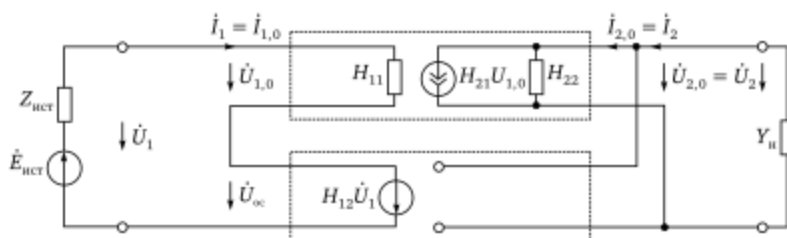


Рис. 6

Для определения коэффициента усиления по напряжению следует:

- найти из второго уравнения системы (5) ток \dot{I}_1 и подставить в первое уравнение;
- обе части полученного соотношения разделить на \dot{U}_2 ;
- сделать замену $\dot{I}_2/\dot{U}_2 = -Y_H$.

В результате получим следующее выражение:

$$K_{U,OC} = -\frac{H_{21}}{H_{11}(Y_H + H_{22}) - H_{12}H_{21}}. \quad (7)$$

Входное сопротивление усилителя с ОС определяется из первого уравнения системы (5) с учетом выражения (6) и соотношения $\dot{I}_2/\dot{U}_2 = -Y_H$:

$$Z_{вх,OC} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} = H_{11} + H_{12} \frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1} \frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_1} = H_{11} - \frac{H_{12}H_{21}}{H_{22} + Y_H}. \quad (8)$$

Для определения выходной проводимости усилителя с ОС будем рассматривать четырехполюсник на рис. 6 со стороны выходных зажимов, предполагая, что его нагрузкой является внутреннее сопротивление $Z_{\text{ист}}$ источника сигналов. Предварительно из первого уравнения (5) системы найдем отношение \dot{U}_1/\dot{U}_2 . Для этого разделим обе части первого уравнения системы (5) на \dot{U}_1 и, принимая во внимание, что $\dot{U}_1/\dot{I}_1 = -Z_{\text{ист}}$, получим

$$\frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} = \frac{H_{12}Z_{\text{ист}}}{H_{11} + Z_{\text{ист}}}. \quad (9)$$

Выходная проводимость усилителя с ОС определяется из второго уравнения системы (5) с учетом (9) и соотношения $\dot{U}_1/\dot{I}_1 = -Z_{\text{ист}}$:

$$Y_{\text{вых, ОС}} = \frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_2} = H_{22} + H_{21} \frac{\dot{I}_1}{\dot{U}_1} \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} = H_{22} - \frac{H_{12}H_{21}}{H_{11} + Z_{\text{ист}}}. \quad (10)$$

Приняв в (6)—(8), (10) значение коэффициента $H_{12} = 0$, получим выражения показателей усилителя без ОС:

$$K_I = \frac{H_{21}Y_n}{H_{22} + Y_n}; \quad K_U = \frac{H_{21}}{H_{11}(H_{22} + Y_n)}; \quad Z_{\text{вх}} = H_{11}; \quad Y_{\text{вых}} = H_{22}. \quad (11)$$

Используя (6)—(8), (10), (11), выразим параметры усилителя с ОС через параметры усилителя без ОС:

$$\begin{cases} K_{I, \text{ОС}} = K_I; \quad K_{U, \text{ОС}} = \frac{K_U}{1 + \beta_U K_U}; \quad Z_{\text{вх, ОС}} = Z_{\text{вх}}(1 + \beta_U K_U), \\ Y_{\text{вых, ОС}} = Y_{\text{вых}} \left(1 + \beta_U K_U \frac{1 + Y_n/H_{22}}{1 + Z_{\text{ист}}/H_{11}} \right) \approx Y_{\text{вых}}(1 + \beta_U K_U), \end{cases} \quad (12)$$

где $\beta_U = H_{12} = \dot{U}_{\text{ОС}}/\dot{U}_2$.

При оценке выходной проводимости необходимо иметь в виду, что при $Z_{\text{ист}} = \infty$ или $Y_n = \infty$ обратная связь исчезает. Наибольшая эффективность ОС проявляется при $Y_n \rightarrow 0$ и $Z_{\text{ист}} \rightarrow 0$, поэтому в (12) приведено приближенное соотношение для случая $Y_n/H_{22} \ll 1$ и $Z_{\text{ист}}/H_{11} \ll 1$:

Из выражения (12) следует, что ОС H -типа при $|1 + \beta_U K_U| \gg 1$ и $Z_{\text{ист}}/H_{11} \ll 1$:

- не изменяет коэффициента усиления по току;
- уменьшает коэффициент усиления по напряжению;
- увеличивает входное сопротивление и выходную проводимость.

Дадим физическую трактовку полученным результатам. Как очевидно из рис. 6, подключение четырехполюсника ОС к усилителю не шунтирует проводимость нагрузки $Y_{\text{н}}$, следовательно, выходные токи усилителей с ОС и без ОС равны: $\dot{I}_2 = \dot{I}_{2,0}$. Входной ток усилителя без ОС определяется из соотношения $\dot{I}_{1,0} = \dot{I}_{2,0}/K_I$ и также равен входному току \dot{I}_1 усилителя с ОС. Поэтому ОС H -типа не изменяет коэффициента усиления по току.

Уменьшение коэффициента усиления по напряжению усилителя с ОС объясняется тем, что при подключении к усилителю четырехполюсника ОС на его выходе появляется напряжение $\dot{U}_{\text{ос}}$, которое при неизменном входном напряжении $\dot{U}_1 = \text{const}$ уменьшает напряжение $\dot{U}_{1,0}$ на входе, а следовательно, и выходе усилителя: $\dot{U}_{2,0} = K_U \dot{U}_{1,0} = \dot{U}_2$. Поэтому коэффициент усиления по напряжению усилителя с ОС H -типа уменьшается.

Увеличение входного сопротивления усилителя с ОС обусловлено тем, что для сохранения входного тока постоянным $\dot{I}_1 = \text{const}$ при подключении четырехполюсника ОС необходимо увеличивать входное напряжение U_1 .

При увеличении выходного напряжения \dot{U}_2 усилителя с ОС увеличивается напряжение $\dot{U}_{\text{ос}}$ и при $\dot{U}_1 = \text{const}$ уменьшается напряжение $\dot{U}_{1,0}$ на входе усилителя (без ОС), что вызовет уменьшение выходного напряжения $\dot{U}_2 = \dot{U}_{2,0} = K_I \dot{U}_{1,0}$ (см. рис. 6). Следовательно, ОС препятствует изменению выходного напряжения \dot{U}_2 , а это равносильно уменьшению выходного сопротивления усилителя с ОС или увеличению его выходной проводимости.

Обратная связь Z-типа. Усилитель с ОС Z-типа (рис. 7) является дуальным по отношению к усилителю с ОС Y-типа, и для определения его показателей можно пользоваться полученными выше соотношениями (2)—(4), заменив в них Y-параметры на Z-параметры, токи на напряжения, напряжения на токи, а проводимости на сопротивления. Поэтому на основании (2)—(4) соотношения взаимосвязи между основными показателями усилителей с ОС Z-типа и без ОС имеют следующий вид:

$$\begin{cases} K_{I,\text{OC}} = K_I; K_{U,\text{OC}} = \frac{K_U}{1 + \beta_U K_U}; Z_{\text{вх},\text{OC}} = Z_{\text{вх}}(1 + \beta_U K_U), \\ Z_{\text{вых},\text{OC}} = Z_{\text{вых}} \left(1 + \beta_U K_U \frac{1 + Z_{\text{н}} Z_{22}}{1 + Z_{\text{ист}} / Z_{11}} \right) \approx Z_{\text{вых}}(1 + \beta_U K_U), \end{cases} \quad (13)$$

где K_I , K_U , $Z_{\text{вх}}$, $Z_{\text{вых}}$ — параметры усилителя без ОС; β_U — коэффициент передачи по напряжению четырехполюсника ОС;

$$K_U = \frac{Z_{21}Z_H}{Z_{11}(Z_{22} + Z_H)}; K_I = -\frac{Z_{21}}{Z_{22} + Z_H}; Z_{\text{вх}} = Z_{11}; \beta_U = -\frac{Z_{12}}{Z_H}. \quad (14)$$

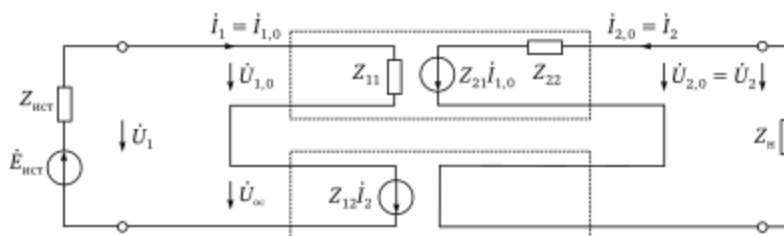


Рис. 7

При оценке выходного сопротивления необходимо иметь в виду, что при $Z_{\text{ист}} = \infty$ или $Z_H = \infty$ обратная связь исчезает. Наибольшая эффективность ОС проявляется при $Z_{\text{ист}} \rightarrow 0$ и $Z_H \rightarrow 0$, поэтому в (13) приведено приближенное соотношение для случая $Z_H/Z_{22} \ll 1$ и $Z_{\text{ист}}/Z_{11} \ll 1$.

Из выражения (13) следует, что ОС Z-типа при $|1 + \beta_U K_U| \gg 1$ и $Z_{\text{ист}}/Z_{11} \ll 1$:

- не изменяет коэффициента усиления по току;
- уменьшает коэффициент усиления по напряжению;
- увеличивает входное и выходное сопротивления.

Обратная связь G-типа. Усилитель с ОС G-типа (рис. 8) является дуальным по отношению к усилителю с ОС H-типа, и для определения его показателей можно пользоваться полученными выше соотношениями (6)—(11), заменив в них H-параметры на G-параметры, токи на напряжения, напряжения на токи, проводимости на сопротивления, сопротивления на проводимости. Поэтому на основании (6)—(11) соотношения взаимосвязи между основными показателями усилителей с ОС G-типа и без ОС имеют следующий вид:

$$\begin{cases} K_{U,\text{ОС}} = K_U; K_{I,\text{ОС}} = \frac{K_I}{1 + \beta_I K_I}; Y_{\text{вх},\text{ОС}} = Y_{\text{вх}}(1 + \beta_I K_I), \\ Z_{\text{вых},\text{ОС}} = Z_{\text{вых}} \left(1 + \beta_I K_I \frac{1 + Z_H/G_{22}}{1 + Y_{\text{ист}}/G_{11}} \right) \approx Z_{\text{вых}}(1 + \beta_I K_I), \end{cases} \quad (15)$$

где K_I , K_U , $Y_{\text{вх}}$, $Z_{\text{вых}}$ — параметры усилителя без ОС; β_I — коэффициент передачи по току четырехполюсника ОС;

$$K_U = \frac{G_{21}}{G_{22} + Z_H}; K_I = -\frac{G_{21}}{G_{11}(G_{22} + Z_H)}; Y_{вх} = G_{11}; Z_{вых} = G_{22}. \quad (16)$$

При оценке выходного сопротивления необходимо иметь в виду, что при $Y_{ист} = \infty$ или $Z_H = \infty$ обратная связь исчезает. Наибольшая эффективность ОС проявляется при $Y_{ист} \rightarrow 0$ и $Z_H \rightarrow 0$, поэтому в (15) приведено приближенное соотношение для случая $Z_H/G_{22} \ll 1$ и $Y_{ист}/G_{11} \ll 1$.

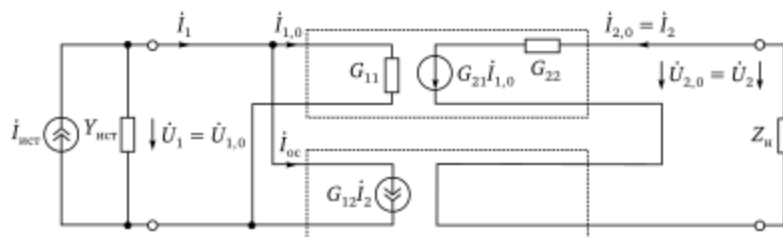


Рис. 8

Из выражения (15) следует, что ОС G-типа при $|1 + \beta_I K_I| \gg 1$ и $Y_{ист}/G_{11} \ll 1$:

- не изменяет коэффициента усиления по напряжению;
- уменьшает коэффициент усиления по току;
- увеличивает входную проводимость и выходное сопротивление.

Влияние отрицательной ОС на другие показатели усилителей. При отрицательной ОС выражение (1) для коэффициента передачи усилителя принимает вид

$$K_{ос} = \frac{K}{1 + \beta K}. \quad (17)$$

Как очевидно из (17), при $|\beta K| \gg 1$ коэффициент передачи усилителя, охваченного отрицательной ОС (ООС), равен $1/\beta$ и свойства усилителя полностью определяются свойствами четырехполюсника ОС. Эта особенность усилителей с ООС широко используется при построении узлов различного функционального назначения на основе операционных усилителей [18]. Воспользуемся выражением (17) для оценки некоторых свойств усилителей с ООС.

Нестабильность коэффициента усиления. Допустим, что нестабильность коэффициента усиления усилителя без ОС составляет dK/K . Для оценки нестабильности усиления усилителя

с ООС, воспользовавшись (17), найдем дифференциал функции $K_{OC} = F(K)$:

$$dK_{OC} = \frac{dK}{(1 + \beta K)^2}. \quad (18)$$

Разделим левые и правые части (18) на левые и правые части (17):

$$\frac{dK_{OC}}{K_{OC}} = \frac{1}{1 + \beta K} \frac{dK}{K}.$$

Из полученного соотношения очевидно, что относительная нестабильность коэффициента усиления усилителей с ООС в $|1 + \beta K|$ раз меньше, чем усилителей без ОС.

Ширина полосы пропускания. Допустим, что частотная характеристика усилителя без ОС описывается следующим выражением:

$$K = K(j\omega) = \frac{K_0}{1 + j\omega\tau} = \frac{K_0}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}} \exp(-j \arctg \omega\tau), \quad (19)$$

где $\tau = \text{const}$.

Определим полосу пропускания усилителя как максимальную частоту, на которой модуль коэффициента усиления уменьшается в $\sqrt{2}$ раз. Из (19) находим $\omega_{\max} = 1/\tau$. После подстановки (19) в (17) получим частотную характеристику усилителя с ООС ($\beta = \beta_0$):

$$\begin{aligned} K_{oc}(j\omega) &= \frac{K_0}{1 + \beta_0 K_0 + j\omega\tau} = \\ &= \frac{K_0 / (1 + \beta_0 K_0)}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2 / (1 + \beta_0 K_0)^2}} \exp\left(-j \arctg \frac{\omega\tau}{1 + \beta_0 K_0}\right). \end{aligned} \quad (20)$$

Из (20) находим полосу пропускания для усилителя с ООС:

$$\omega_{\max} = \frac{1 + \beta_0 K_0}{\tau} = (1 + \beta_0 K_0) \omega_{\max}; \quad \beta_0 = \text{const}. \quad (21)$$

Как очевидно из (21), полоса пропускания усилителя с ООС в $1 + \beta_0 K_0$ раз шире полосы усилителя без обратной связи. Однако, как видно из рис. 9, расширение полосы пропускания усилителя с ООС достигается ценой уменьшения коэффициента усиления.

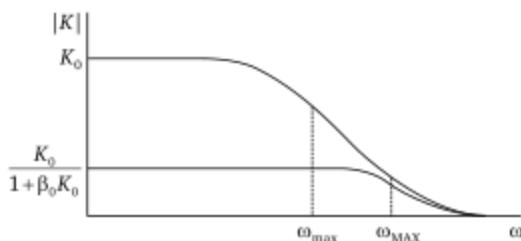


Рис. 9

Нелинейные искажения. При больших амплитудах входного гармонического сигнала из-за нелинейности характеристик усилительных элементов наблюдается искажение формы выходного сигнала, которое проявляется в наличии высших гармоник напряжения (тока) на выходе усилителя. Выявим влияние ООС на коэффициент гармоник в предположении, что:

- коэффициент усиления K_0 усилителя без ОС и коэффициент передачи β_0 четырехполюсника ОС являются вещественными числами;
- выходной сигнал $s_2(f)$ усилителя без ОС (рис. 10, а) равен сумме усиленного входного гармонического сигнала и n -й гармоники:

$$s_2(t) = K_0 s_1(t) + s_r(t) = K_0 S_1 \cos(\omega t + \varphi) + S_n \cos n\omega t.$$

В этом случае коэффициент гармоник усилителя без ОС определяется следующим отношением:

$$k_r = S_n / (K_0 S_1). \quad (22)$$

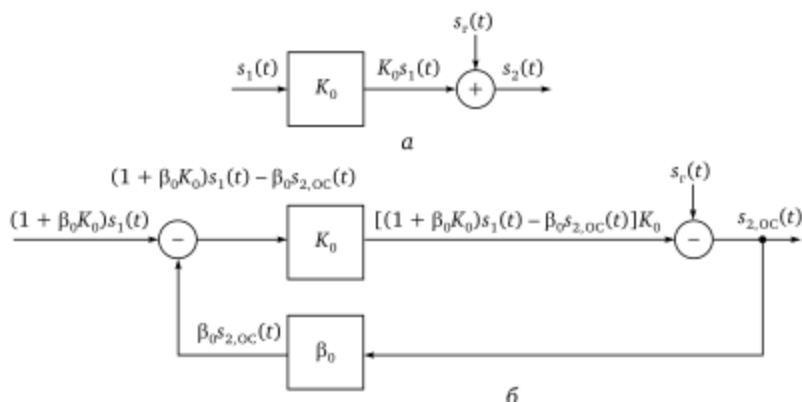


Рис. 10

Найдем коэффициент гармоник усилителя с ООС (рис. 10, б) при сохранении условий работы усилителя K_0 . Для этого увеличим амплитуду входного сигнала в $1 + \beta_0 K_0$ раз, чтобы получить одинаковыми и равными $K_0 S_1$ амплитуды выходного сигнала при отключенном (см. рис. 10, а) и подключенном (рис. 10, б) четырехполоснике ОС. Воспользовавшись рис. 10, б, запишем следующее соотношение:

$$s_{2,OC}(t) = [(1 + \beta_0 K_0)s_1(t) - \beta_0 s_{2,OC}(t)]K_0 + s_r(t),$$

из которого находим

$$\begin{aligned} s_{2,OC}(t) &= K_0 s_1(t) + \frac{s_r(t)}{1 + \beta_0 K_0} = \\ &= K_0 S_1 \cos(\omega t + \varphi) + \frac{S_n}{1 + \beta_0 K_0} \cos n\omega t. \end{aligned}$$

Из полученного выражения находим коэффициент гармоник усилителя с ООС, которое с учетом (22) запишем в следующем виде:

$$k_{r,OC} = \frac{S_n}{K_0 S_1 (1 + \beta_0 K_0)} = \frac{k}{1 + \beta_0 K_0}. \quad (23)$$

Как следует из (23), коэффициент гармоник при введении ООС уменьшается в $1 + \beta_0 K_0$ раз.

1.5. Принципы построения усилительных схем

Структуры входных и выходных цепей усилителей. Принципы составления входных и выходных цепей усилителей рассмотрим на примере базовых усилительных каскадов, использующих в качестве усилительных элементов биполярные транзисторы и один источник питания. При этом будем иметь в виду, что:

- *входная цепь* содержит источник усиливаемых сигналов, источник смещения (постоянного напряжения или тока), который задает требуемый режим работы транзистора в состоянии покоя или положение рабочей точки на семействе его вольтамперных характеристик, и переход база-эмиттер транзистора;
- *выходная цепь* содержит источник питания в виде источника постоянного напряжения, обеспечивающий повышение уровня мощности входного сигнала, нагрузку как потребитель

мощности выходного сигнала и *промежуток коллектор-эмиттер транзистора*, выполняющего функции источника выходных сигналов;

- постоянное напряжения на коллекторе и базе по отношению к эмиттеру биполярных транзисторов в режиме усиления имеют *одинаковую полярность* (рис. 1), поэтому источник смещения строится на основе источника питания усилителя;

- для токов транзистора выполняется соотношение $I_{\Sigma 0} = I_{K0} + I_{B0}$ (см. рис. 1), которое следует учитывать при подключении к транзистору источников питания и смещения в усилительных каскадах с ОЭ, ОБ, ОК.

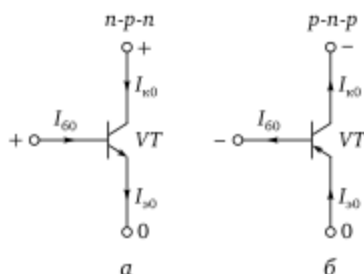


Рис. 1

На рис. 2 приведены *схемы входных и выходных цепей усилительного каскада с ОЭ*. При составлении *последовательной схемы входной (базовой) цепи* (рис. 2, а) источник смещения E_B , источник сигналов u_c и переход база-эмиттер транзистора соединяются последовательно. При этом источник смещения E_B должен пропускать ток сигнала $i_{B\sim}$, а источник сигналов u_c — постоянный ток I_{B0} .

В *параллельной схеме входной цепи* (рис. 2, б) источник постоянного тока I_{B0} , источник сигналов i_c и промежуток база-эмиттер транзистора соединяются параллельно, причем ток от каждого источника i_c и I_{B0} должен протекать только через переход база-эмиттер транзистора.

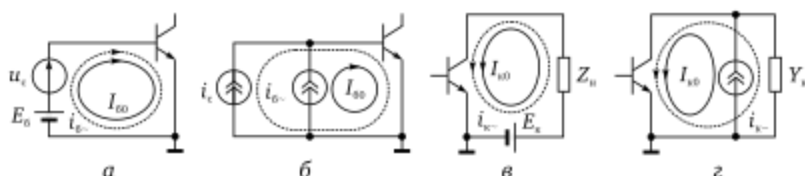


Рис. 2

Выходные (коллекторные) цепи усилительного каскада с ОЭ, содержащие источник питания, нагрузку и промежуток коллектор-эмиттер транзистора, также строятся по последовательной (рис. 2, в) и параллельной (рис. 2, г) схемам. При этом в последовательной схеме сопротивления источника коллекторного напряжения E_k для токов сигнала и нагрузки для постоянного тока должны быть близки к нулю; в параллельной схеме ток I_{k0} от источника питания должен протекать только через транзистор, а ток сигнала i_{k-} — через транзистор и нагрузку Y_n .

На рис. 3 приведены схемы входных и выходных цепей усилительного каскада с ОБ.

Отличительной особенностью входных цепей (рис. 3, а, б) является то, что источники смещения E_b и I_{b0} включены между базой транзистора и общей точкой схемы. Такое включение позволяет реализовать источники смещения с помощью источника питания усилителя. В последовательной схеме (см. рис. 3, а) сопротивления источника сигналов u_c и смещения E_b для переменного и постоянного токов должны иметь значения, близкие к нулю. Если внутреннее сопротивление источника напряжения смещения E_b велико, то между базой транзистора и общей точкой источника сигналов и нагрузки включается конденсатор, обладающий малым сопротивлением переменному току. В параллельной схеме база транзистора должна быть соединена с общей точкой через конденсатор C_b , а эмиттер — через сопротивление Z , пропускающее постоянный ток.

Выходные цепи усилительного каскада с ОБ составляются по последовательной (рис. 3, в) или параллельной (рис. 3, г) схеме. Постоянный I_{k0} и переменный i_{k-} токи выходной цепи в схе-

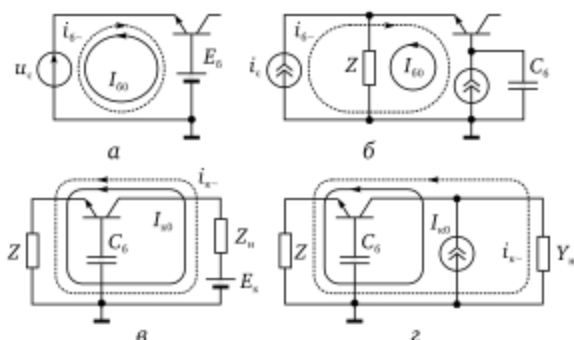


Рис. 3

ме с ОБ протекают также через входную цепь усилителя, обладающую некоторым сопротивлением Z .

Усилительные каскады с ОЭ и ОБ находят применение в качестве усилителей высокой частоты (УВЧ) радиоприемных устройств. Использование во входных и выходных цепях УВЧ колебательных контуров, имеющих практически нулевое сопротивление постоянному току, позволяет организовать последовательное питание базовых и коллекторных цепей транзисторов (см. рис. 2, а, в и рис. 3, а, в).

Каскады с ОК применяются в качестве широкополосных усилителей с резистивной нагрузкой. По этой причине входные и выходные цепи каскада строятся по параллельной схеме. Входная цепь (рис. 4, а) представляет собой параллельное соединение источника сигналов i_c , источника постоянного тока I_{60} для получения требуемого смещения рабочей точки и переход база-эмиттер транзистора, последовательно с которым включены элементы выходной цепи, обозначенные как сопротивление Z . Выходная цепь каскада с ОК (рис. 4, б) имеет такую же структуру, как и каскада с ОЭ.

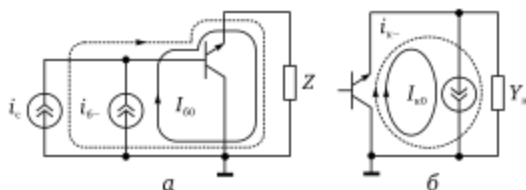


Рис. 4

Основные способы подачи смещения на базу. Одним из основных факторов, влияющих на качественные показатели усилителя, является режим по постоянному току, который определяется током покоя выходной цепи усилителя $I_{к0}$ или $I_{э0}$ и задается током или напряжением смещения в базовой цепи.

Принципы построения цепей, обеспечивающих режим работы транзистора по постоянному току, рассмотрим на примере усилительного каскада с ОЭ. Схемы на рис. 5 иллюстрируют два простейших способа подачи смещения на базу транзистора. В схеме на рис. 5, а ток смещения $I_{60} \approx E_k/R_0$ определяется сопротивлением R_6 , так как сопротивление перехода база-эмиттер $R_{6э} \ll R_6$. Если в схеме на рис. 5, б использовать низкоомный делитель напряжения, составленный из сопротивлений R_{61}, R_{62} , то напряжение между базой и эмиттером транзистора $U_{6э0} \approx$

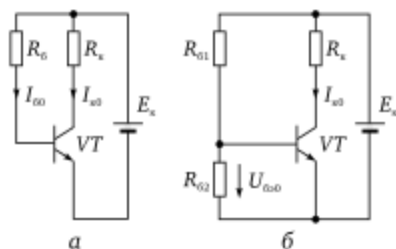


Рис. 5

$\approx E_к R_{б2} / (R_{б1} + R_{б2})$. Как показано в параграфе 1.1, значение тока покоя $I_{к0}$ коллекторной цепи зависит от напряжения $E_к$ источника и сопротивления $R_к$, определяющего наклон нагрузочной прямой по постоянному току. Первый способ подачи смещения называется *смещением фиксированным током базы*, второй способ — *смещением фиксированным напряжением база-эмиттер*. Оба способа не позволяют получить постоянства коллекторного тока $I_{к0}$ (или постоянства положения рабочей точки на вольтамперных характеристиках транзистора) при воздействии различных дестабилизирующих факторов (разброс параметров транзисторов, изменение напряжения питания, температуры и др.).

Основные дестабилизирующие факторы. Наибольшее влияние на положение рабочей точки и параметры транзистора оказывает *изменение температуры* окружающей среды. При оценке влияния температуры на $I_{к0}$ следует иметь в виду, что [1]:

- переход коллектор-база транзистора смещен в обратном направлении. Поэтому через него протекает обратный ток, имеющий следующую зависимость от температуры:

$$I_{кб,о}(T) = I_{кб,о}(T_0) 2^{a(T-T_0)},$$

где $I_{кб,о}(T_0)$ — обратный ток коллекторного перехода при $T_0 = 293$ К; T — текущее значение температуры; $a = 0,09$ К⁻¹;

- воздействие температуры на ток перехода база-эмиттер учитывается с помощью теплового смещения напряжения на переходе

$$\Delta U_{бэТ} = \gamma \Delta T,$$

где $\gamma = 1,6 \div 2,1$ мВ/К; $\Delta T = T_2 - T_1$ — изменение температуры транзистора.

Изменения коллекторного тока можно определить по формуле [19]

$$\Delta I_{к0} = S \Delta U_{бэТ} + (\beta + 1) \Delta I_{кб,о},$$

где S — крутизна проходной вольтамперной характеристики транзистора; β — статический коэффициент усиления тока базы; $\Delta I_{кб,о} = \Delta I_{кб,о}(T_2) - \Delta I_{кб,о}(T_1)$ — изменение обратного тока коллекторного перехода при изменении температуры на ΔT .

Температурная нестабильность в основном определяется изменениями β и $\Delta U_{бэТ}$, так как в ИМС главным образом используются кремниевые транзисторы, для которых изменение обратного тока $I_{кб,о}$ не имеет решающего значения.

Изменение питающего напряжения, как показано в параграфе 1.1, приводит к смещению нагрузочной прямой, в результате чего изменяется $I_{к0}$.

На ток покоя коллекторной цепи влияет также неидентичность вольтамперных характеристик транзисторов, приводящих к разбросу их параметров, например, крутизны.

Способы стабилизации режима по постоянному току. Для уменьшения пределов изменения тока покоя транзистора широкое применение получили два способа, основанные на использовании отрицательной обратной связи.

На рис. 6, а приведена схема *коллекторной стабилизации* тока покоя $I_{к0}$, в которой используется отрицательная обратная связь по напряжению, реализуемая с помощью резистора $R_б$. При выявлении стабилизирующих свойств схемы будем полагать, что коллекторный ток значительно превышает ток базы ($I_{к0} \gg I_{кб0}$), а сопротивление $R_б$ — сопротивление перехода база-эмиттер. Допустим, что коллекторный ток $I_{к0}$ увеличился, тогда:

- увеличится падение напряжения на резисторе $R_к$, равное произведению $R_к I_{к0}$;

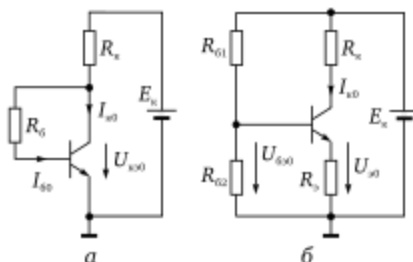


Рис. 6

- уменьшится напряжение $U_{кэ0} = E_k - R_k I_{к0}$;
- уменьшится ток базы $I_{б0} \approx U_{кэ0}/R_b$.

При уменьшении $I_{к0}$ ток базы $I_{б0}$ будет возрастать. Следовательно, **в обоих случаях $I_{б0}$ изменяется так, что препятствует изменению $I_{к0}$.** Для повышения стабильности необходимо увеличивать соотношение R_k/R_b .

На рис. 6.6, б приведена схема эмиттерной стабилизации тока покоя $I_{к0}$, в которой используется отрицательная обратная связь по току, реализуемая с помощью резистора $R_э$. При выявлении стабилизирующих свойств схемы будем полагать, что коллекторный ток значительно превышает ток базы ($I_{к0} \gg I_{б0}$), а напряжение на базе $U_{б0} = \text{const}$. В этой схеме при увеличении $I_{к0}$:

- возрастает напряжение на эмиттере $U_{э0}$, равное произведению $R_э I_{к0}$;
- уменьшается напряжение на переходе база-эмиттер $U_{бэ0} = U_{б0} - U_{э0}$.

При уменьшении $I_{к0}$ напряжение на переходе база-эмиттер $U_{бэ0}$ будет возрастать. Следовательно, **в обоих случаях $U_{бэ0}$ изменяется так, что препятствует изменению $I_{к0}$.**

Коллекторная стабилизация действует только при наличии в коллекторной цепи резистора, обеспечивает меньшую стабильность режима по сравнению с эмиттерной стабилизацией и, кроме того, снижает входное сопротивление усилителя.

Следует отметить, что стабилизирующие свойства приведенных на рис. 6 схем проявляются и на переменном токе, поскольку отрицательная обратная связь обусловлена резисторами R_b , $R_э$ и действует на всех частотах. Поэтому стабилизация режима по постоянному току сопровождается уменьшением коэффициента усиления. На рис. 7 приведены схемные решения, свободные от указанного недостатка.

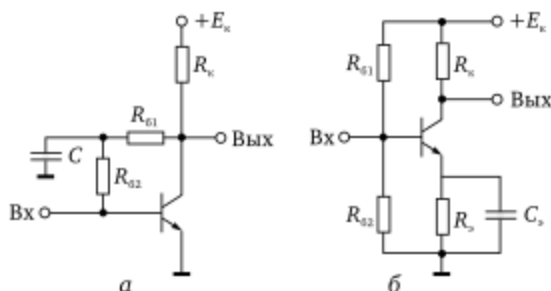


Рис. 7

В схеме на рис. 7, а цепь отрицательной обратной связи по постоянному напряжению составлена из двух резисторов R_{61} , R_{62} . Конденсатор C , подключенный между точкой соединения резисторов и общей точкой схемы, разрывает обратную связь для сигнала, если сопротивление конденсатора выбрано малым для всех частот сигнала.

В схеме на рис. 7, б конденсатор C_3 подключен параллельно резистору R_3 . Если сопротивление конденсатора для частот сигнала имеет значение, близкое к нулю, то отрицательная обратная связь для сигнала отсутствует.

Таким образом, увеличение коэффициента усиления в схемах на рис. 7 достигается благодаря тому, что с помощью конденсаторов устраняется отрицательная обратная связь для сигнала.

Для усилительных каскадов с ОБ и ОК схемы по постоянному току имеют такую же структуру, как и для рассмотренного усилителя с ОЭ. В качестве примера на рис. 8 изображена схема, которая может быть использована в качестве каждого из трех указанных выше усилительных каскадов. Тип усилителя определяется выбором общей точки по высокой частоте для источника сигналов и нагрузки, а также выбором точек входа и выхода усилителя. Эти данные приведены в табл. 1 для каскадов с ОЭ, ОБ и ОК.

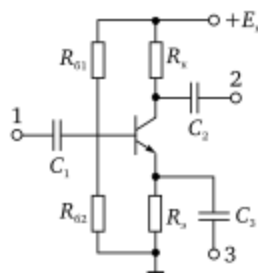


Рис. 8

Таблица 1

Схема каскада	ОЭ	ОБ	ОК
Общая точка	3	1	2
Вход	1	3	1
Выход	2	2	3

Рассмотренные способы коллекторной и эмиттерной стабилизации, в основе которых лежит использование отрицательной обратной связи, обеспечивают постоянство режима при воздействии различных дестабилизирующих факторов. Для стабилизации режима транзисторов по постоянному току при изменении только температуры используются способы температурной компенсации. В основе способов температурной компенсации лежит зависимость от температуры сопротивления резисторов, термисторов, полупроводниковых диодов и других элементов. Рассмотрим один из простейших способов температурной компенсации с помощью полупроводниковых диодов. В схеме на рис. 9 полупроводниковый диод VD включен параллельно переходу база-эмиттер транзистора VT и совместно с резистором R_3 образует делитель напряжения. Известно, что с повышением температуры ток $I_{к0}$ покоя транзистора увеличивается, а сопротивление диода — уменьшается. Протекающий через диод ток практически не зависит от температуры и сопротивления диода и определяется отношением E_k/R_6 . Поэтому с повышением температуры падение напряжения на диоде, прикладываемое к переходу база-эмиттер транзистора, уменьшается и будет препятствовать росту тока $I_{к0}$. При этом возможно даже уменьшение тока $I_{к0}$ с ростом температуры.

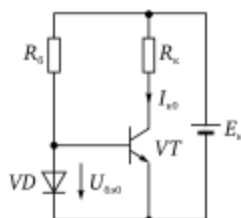


Рис. 9

Способы температурной компенсации и ряд других вопросов, связанных со стабилизацией режима усилителей по постоянному току, подробно рассмотрены в параграфе 1.6.

Организация межкаскадных связей. Вопрос соединения отдельных каскадов друг с другом касается не только усилителей, но и других узлов радиоприемной аппаратуры, поэтому рассмотрим его с общих позиций. Для передачи сигнала от источника на вход функционального узла и с выхода узла на вход следующего узла или в нагрузку используют схемы межкаскадной связи, которые одновременно могут служить для подачи

питающих напряжений на электроды транзисторов. Следует выделить два вида межкаскадных связей:

- непосредственная (прямая или гальваническая) межкаскадная связь;
- связь с разделением отдельных каскадов по постоянному току.

При *непосредственной* межкаскадной связи электроды транзисторов отдельных каскадов связаны друг с другом по постоянному току непосредственно или через резистор. Основным достоинством такой связи является способность каскадов передавать сколь угодно медленные изменения входного сигнала. К недостаткам следует отнести трудности задания и поддержания требуемого режима по постоянному току транзисторов, дрейф нуля, трудности построения схем с одним источником питания и др. Непосредственная связь используется в полупроводниковых интегральных схемах.

Связь с разделением отдельных каскадов по постоянному току осуществляется с помощью конденсаторов или трансформаторов. Достоинство такой связи состоит в том, что каскады разделены по постоянному току, что облегчает выбор требуемого режима работы каждого каскада и исключает их взаимное влияние друг на друга. Кроме того, при использовании индуктивных разделительных элементов существует возможность организации последовательного питания базовых и коллекторных цепей транзисторов, являющихся более экономичными в энергетическом отношении, чем резисторные цепи параллельного питания. Недостатки межкаскадной связи с разделением каскадов обусловлены необходимостью использования элементов, которые не вписываются в технологические процессы изготовления интегральных схем. Поэтому такой способ межкаскадной связи реализуется лишь в гибридных микросхемах с применением в качестве разделительных элементов бескорпусных конденсаторов.

Изложенные в этом параграфе принципы построения усилительных схем проиллюстрированы в дальнейшем при рассмотрении конкретных типов усилителей.

1.6. Дифференциальные усилительные каскады

Основная причина применения дифференциальных усилителей. Применение интегральных микросхем (ИМС) в качестве элементной базы радиоэлектронной аппаратуры в значи-

тельной мере повлияло на схемные решения функциональных узлов (ФУ) радиоприемников, что обусловлено использованием в полупроводниковых ИМС непосредственной (гальванической) связи между отдельными каскадами. Одной из важных проблем, с которой приходится сталкиваться при построении усилителей с непосредственной связью, является дрейф. Под *дрейфом* понимают изменение постоянного напряжения (тока) в каскадах усилителя при отсутствии входного сигнала (в состоянии покоя), обусловленное непостоянством температуры окружающей среды, напряжения питания и другими дестабилизирующими факторами. Дрейф зависит от коэффициента усиления усилителя и приводит к искажению выходного сигнала. **Одной из мер борьбы с дрейфом в усилителях постоянного тока явилось использование дифференциальных усилительных каскадов.** В интегральной схемотехнике их роль значительно возросла благодаря:

- *идентичности параметров транзисторов* дифференциальной пары, обусловленной расположением транзисторов на одной подложке в непосредственной близости друг от друга и изготовлением в едином технологическом цикле;
- *возможности использования транзисторного генератора стабильного тока (ГСТ)*, или токопитающего каскада, в эмиттерной цепи дифференциальных каскадов вместо резистора с большим сопротивлением, требующего значительного повышения напряжения источника питания.

Принципы построения дифференциальных усилителей.

Для борьбы с дрейфом можно использовать два идентичных усилителя, подключив нагрузку к их выходам. Наиболее часто такими усилителями служат два каскада с ОЭ. Будем рассматривать дрейф как результат воздействия двух синфазных сигналов U_c на базы транзисторов. Как очевидно из рис. 1, а, при идентичных параметрах усилительных каскадов дрейф напряжения в нагрузке R_n отсутствует, так как напряжения на коллекторах транзисторов VT_1 и VT_2 равны и их разность равна нулю. Однако незначительные отклонения параметров усилителей приводят к появлению дрейфа. Уменьшить влияние отклонения параметров усилителей на величину дрейфа можно путем включения двух одинаковых по номиналу резисторов R_3 в эмиттерные цепи транзисторов (рис. 1, б). В этом случае коэффициент передачи синфазных сигналов усилителей уменьшится в $R_3/(R_3 + R_K)$

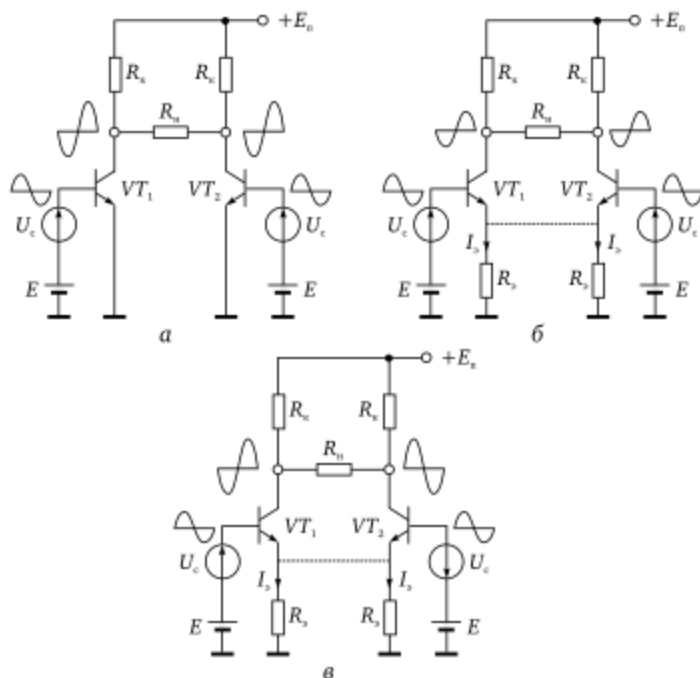


Рис. 1

раз, уменьшатся значения синфазных сигналов на коллекторах транзисторов, а следовательно, и их разность или величина дрейфа. Так как напряжения на эмиттерах транзисторов VT_1 и VT_2 равны, эмиттеры можно соединить (пунктир на рис. 1, б) и вместо двух резисторов R_E можно использовать один (рис. 2, а).

При подаче на базы транзисторов VT_1 и VT_2 одинаковых по амплитуде противофазных сигналов U_{Π} (рис. 1, в) напряжение

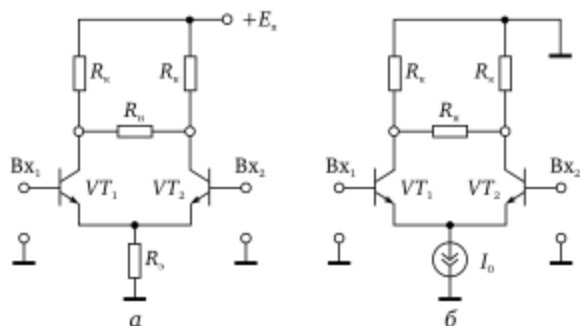


Рис. 2

на нагрузке представляющее собой разность напряжений на коллекторах, в два раза превышает напряжение на нагрузке для схемы с ОЭ. Поскольку в этом случае токи по резисторам R_3 протекают в разных направлениях, объединение R_3 приведет к тому, что напряжение на эмиттерах транзисторов будет равным нулю. По этой причине **для противофазных сигналов отрицательная обратная связь отсутствует и сохраняется коэффициент усиления**, т. е. включение в эмиттерную цепь резистора не влияет на усилительные свойства противофазных сигналов.

Схема на рис. 2, а, полученная в результате принятых мер по борьбе с дрейфом, представляет собой простейший вариант дифференциального усилительного каскада. Для повышения степени подавления синфазного сигнала (помехи) резисторы усилителя удовлетворяют соотношению $R_3 R_K \gg 1$. Поэтому суммарный ток I_0 , протекающий через транзисторы VT_1 и VT_2 , определяется сопротивлением R_3 . На схемах дифференциальных усилителей часто резистор R_3 вместе с источником питания E_{Π} заменяют идеальным источником тока I_0 (рис. 2, б).

Передаточные характеристики ДК. Характеристики в виде зависимостей коллекторных токов транзисторов VT_1 и VT_2 от разностного (дифференциального) напряжения между их базами называют передачными или проходными вольтамперными характеристиками дифференциального каскада.

Определим передаточные характеристики ДК, схема которого изображена на рис. 3. Как очевидно из схемы,

$$I_{31} + I_{32} = I_0. \quad (1)$$

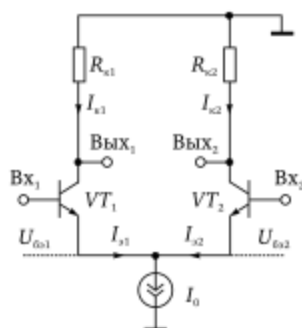


Рис. 3

Выражение (1) можно переписать в виде двух соотношений:

$$I_{\beta 1} = \frac{I_0}{1 + I_{\beta 2}/I_{\beta 1}}; \quad I_{\beta 2} = \frac{I_0}{1 + I_{\beta 1}/I_{\beta 2}}. \quad (2)$$

В активном режиме работы транзисторов для определения эмиттерных токов можно пользоваться следующими соотношениями:

$$I_{\beta 1} = I_{n1} \exp \frac{U_{\beta \beta 1}}{\varphi_T}; \quad I_{\beta 2} = I_{n2} \exp \frac{U_{\beta \beta 2}}{\varphi_T}, \quad (3)$$

где $I_{n1} = I_{n2} = I_n$ — ток покоя транзисторов при $U_{\beta \beta} = 0$, практически равный току обратно смещенного p - n -перехода; $\varphi_T = kT/q$ — тепловой потенциал, равный контактной разности потенциалов φ_K при отсутствии внешнего напряжения; k — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура; q — заряд электрона ($\varphi_T = 25$ мВ при $T = 300$ К).

Подставляя (3) в (2) и имея в виду, что коллекторный ток $I_K = \alpha_0 I_{\beta}$, получаем после преобразований следующие выражения для передаточных характеристик ДК:

$$I_{K1} = 0,5\alpha_0 I_0 \left(1 + \operatorname{th} \frac{U_{\text{диф}}}{2\varphi_T} \right); \quad I_{K2} = 0,5\alpha_0 I_0 \left(1 - \operatorname{th} \frac{U_{\text{диф}}}{2\varphi_T} \right), \quad (4)$$

где $U_{\text{диф}} = U_{\beta \beta 1} - U_{\beta \beta 2}$, $\alpha_0 = 0,97 \div 0,99$ — коэффициент передачи тока эмиттера.

Взяв производную выражений (4) по $U_{\text{диф}}$, получим крутизну передаточных характеристик в виде следующей функции:

$$S = S_1 = -S_2 = \frac{0,25\alpha_0 I_0}{\varphi_T \operatorname{ch}^2(0,5U_{\text{диф}}/\varphi_T)}. \quad (5)$$

Из (5) следует, что максимальное по модулю значение крутизны составляет (при $U_{\text{диф}} = 0$) $|S|_{\max} = 0,25\alpha_0 I_0/\varphi_T$.

Передаточные характеристики и зависимость крутизны от дифференциального напряжения в нормированном виде представлены на рис. 4, где обозначено $\bar{I}_K = I_K/\alpha_0 I_0$; $\bar{U}_{\text{диф}} = U_{\text{диф}}/\varphi_T$; $|\bar{S}| = |S|/|S|_{\max}$.

Полученные результаты позволяют сделать ряд важных выводов:

- наилучшие условия для усиления сигналов соответствуют рабочей точке на передаточной характеристике $U_{\text{диф}} = 0$, в окрестностях которой передаточные характеристики наиболее линейны и имеют максимальную крутизну. Для создания тако-

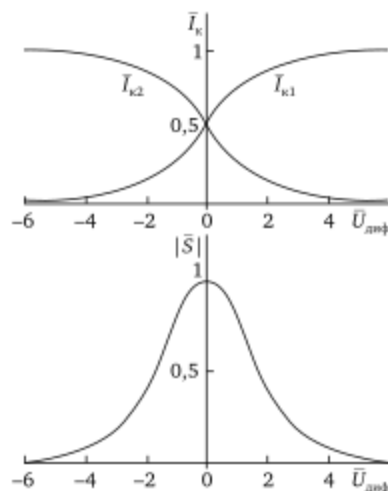


Рис. 4

го режима необходимо подать равные постоянные напряжения на базы обоих транзисторов;

- возможны два способа регулирования усиления: смещением рабочей точки на передаточной характеристике и изменением тока I_0 . Второй способ является более предпочтительным;
- нелинейность передаточных характеристик свидетельствует о возможности использования ДК для нелинейных преобразований аналоговых сигналов (перемножения сигналов, детектирования, умножения частоты и др.), о чем пойдет речь ниже;
- ярко выраженные участки насыщения и отсечки в передаточных характеристиках при незначительных входных напряжениях $|U_{\text{диф}}| > 4\phi_T \approx 100$ мВ, позволяют использовать дифференциальный каскад в качестве эффективного ограничителя амплитуд, а также в импульсных и логических схемах.

Генераторы стабильного тока (ГСТ). Выше была установлена важная роль, которую играет в ДК источник или генератор тока I_0 . Совокупность источника напряжения E_n и резистора R_3 с большим значением сопротивления в качестве источника тока применяется редко. Это обусловлено тем, что такой способ построения источника тока связан с большой площадью подложки, занимаемой резистором, и требует источника питания с повышенным напряжением. В интегральных схемах источники тока строятся на транзисторах. При этом используется то обстоятельство, что транзистор по схеме с ОЭ

и ОБ обладает различными значениями сопротивлений переменному и постоянному токам: высоким (порядка сотен килоом) выходным сопротивлением по переменному току и небольшим сопротивлением по постоянному току, благодаря чему не требуется высоковольтный источник питания.

Рассмотрим особенности реализации и основные свойства источника тока на примере простейшей схемы, приведенной на рис. 5. Составим уравнение для определения эмиттерного тока:

$$E - RI_6 - U_6 - R_0 I_3 = 0. \quad (6)$$

Учитывая, что $I_6 = (1 - \alpha_0)I_3$, из (6) находим

$$I_3 = \frac{E - U_{63}}{R(1 - \alpha_0) + R_0}. \quad (7)$$

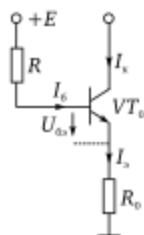


Рис. 5

При условии $\alpha_0 \approx 1$, $R(1 - \alpha_0) \ll R_0$; $I_6 \ll I_K$, получаем следующее выражение для тока:

$$I_0 = I_K \approx I_3 \approx (R - U_{63})/R_0. \quad (8)$$

Воспользуемся (8) для нахождения температурного коэффициента эталона тока в предположении, что основным источником нестабильности является изменение напряжения U_{63} :

$$TKI_0 = \frac{dI_0}{dt^0} = -\frac{1}{R_0} \frac{dU_{63}}{dt^0} = -\frac{k}{R_0}, \quad (9)$$

где для кремниевых транзисторов $k = -2,5$ мВ/°С.

Рассмотрим другой вариант схемы генератора стабильного тока, обладающего лучшими свойствами (рис. 6). Допустим, что ток U_{60} в базовой цепи транзистора VT_0 равен нулю. Тогда, в силу того, что транзистор VT_1 в диодном включении подсоединен к базе транзистора VT_0 , должно выполняться следующее соотношение:

$$U_{631} = R_1 I_1 = U_{630} + R_0 I_0. \quad (10)$$

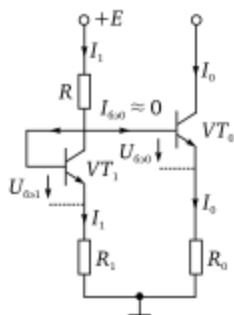


Рис. 6

Из (10) находим ток

$$I_0 = \frac{U_{631} - U_{630} + R_1 I_1}{R_0}. \quad (11)$$

Из рис. 6 очевидно, что ток I_1 равен

$$I_1 = \frac{E - U_{631}}{R + R_1}. \quad (12)$$

Подставим I_1 (12) в (11):

$$I_0 = \frac{1}{R_0} \left(\frac{R U_{631} + R_1 E}{R + R_1} - U_{630} \right). \quad (13)$$

Используя (13), определим температурный коэффициент тока I_0 :

$$\text{TKI}_0 = \frac{dI_0}{dt^0} = -\frac{1}{R_0} \left(\frac{R}{R + R_1} \frac{dU_{631}}{dt^0} - \frac{dU_{630}}{dt^0} \right) = -\frac{k}{R_0} \frac{R}{R + R_1}, \quad (14)$$

где при взаимном согласовании транзисторов

$$\frac{dU_{631}}{dt^0} = \frac{dU_{630}}{dt^0} = k = -2,5 \text{ мВ/}^\circ\text{C}.$$

Сопоставление выражения (14) с (9) при обычно выполняемом условии $R \gg R_1$ показывает, что включение согласованного по параметрам транзистора VT_1 в схему на рис. 6 существенно уменьшает TKI_0 по сравнению со схемой на рис. 5.

Воспользовавшись зависимостями (3) для рассматриваемого случая, запишем разность напряжений база-эмиттер транзисторов VT_1 и VT_0 в виде

$$\begin{aligned}\Delta U_{\text{бэ}} &= U_{\text{бэ}1} - U_{\text{бэ}0} = \varphi_T \left(\ln \frac{I_1}{I_{\text{н}1}} - \ln \frac{I_0}{I_{\text{н}0}} \right) = \\ &= \varphi_T \left(\ln \frac{I_1}{I_0} - \ln \frac{I_{\text{н}1}}{I_{\text{н}0}} \right) \approx \varphi_T \ln \frac{I_1}{I_0},\end{aligned}\quad (15)$$

так как при одинаковых площадях транзисторов разность $\Delta U_{\text{бэ}}$ за счет неидентичности токов утечки $I_{\text{н}1}$, $I_{\text{н}0}$ не превышает 0,5 мВ.

После подстановки (15) в (11) получим соотношение, связывающее ток I_1 с током I_0 ,

$$I_0 = \frac{\varphi_T}{R_0} \ln \frac{I_1}{I_0} + \frac{R_1}{R_0} I_1. \quad (16)$$

Из (16) следует, что:

- ток I_0 токопитающего каскада зависит от температуры $\varphi_T = kT/q$ и соотношения сопротивлений R_1/R_0 . При заданных I_1 , R_1 путем выбора R_0 можно изменять I_0 в пределах 2÷3 декад [28];
- при равенстве сопротивлений $R_1 = R_0$ выполняется равенство токов $I_1 = I_0$, т. е. транзистор VT_0 является «зеркалом» для тока I_1 , отображая любые его изменения в собственном токе I_0 . В частном случае $R_1 = R_0 = 0$ схема генератора тока принимает более простой вид (рис. 7).

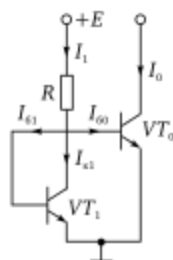


Рис. 7

Дадим оценку зеркальных свойств схемы на рис. 7. **Критерием качества выберем коэффициент передачи $K = I_0/I_1$.** Ток I_1 складывается из трех токов:

$$I_1 = I_{\text{к}1} + I_{\text{б}1} + I_{\text{б}0} = I_0 \left(\frac{1}{\delta} + \frac{1}{\beta_1 \delta} + \frac{1}{\beta_0} \right), \quad (17)$$

где $I_0 = I_{\text{к}0}$ — ток ГСТ, или коллекторный ток транзистора VT_0 ; $\delta = I_{\text{к}0}/I_{\text{к}1}$ — соотношение токов, определяющееся разбросом геометрических размеров транзисторных структур; $\beta_0 = I_{\text{к}0}/I_{\text{б}0}$;

$\beta_1 = I_{\kappa 1}/I_{\delta 1}$ — коэффициенты усиления коллекторного тока транзисторов.

Если $\delta = 1$, $\beta_0 = \beta_1 = \beta \gg 1$, то из (17) получаем

$$K = I_1/I_0 \approx 1/(1 + 2/\beta) \approx 1 - 2/\beta, \quad (18)$$

т. е. I_0 практически повторяет ток I_1 .

В ряде случаев получение требуемого значения тока I_0 достигается изготовлением транзисторов VT_0 и VT_1 с различными площадями эмиттеров, в результате чего изменяется отношение токов покоя $I_{\pi 1}/I_{\pi 0}$, появляется разность ΔU_6 (15), приводящая к изменению I_0 . Такая мера нормирования I_0 позволяет уменьшить номинал резистора R_1 или полностью исключить его из схемы.

На рис. 8 приведена схема токопитающего каскада, достоинством которой является то, что транзистор VT_0 не входит в насыщение даже при малых значениях напряжения на коллекторе. Это обусловлено наличием отрицательной обратной связи, которую обеспечивает транзистор VT_1 . С помощью резистора R устанавливается напряжение $U_{\delta \delta 1}$ на базе транзистора VT_1 . Значение тока I_0 определяется по формуле $I_0 = U_{\delta \delta 1}/R_0$. Такой токопитающий каскад используется в схемах с низковольтным ($2 \div 3$ В) питанием.

В приведенной на рис. 9 схеме ГСТ так же как в схеме на рис. 7 базы транзисторов VT_0 и VT_1 соединены друг с другом, отличие проявляется в том, что между коллектором и базой транзистора VT_1 вместо перемычки включен транзистор VT_2 по схеме с ОК.

Определим величину, характеризующую показатель качества «зеркального» отражения схемы.

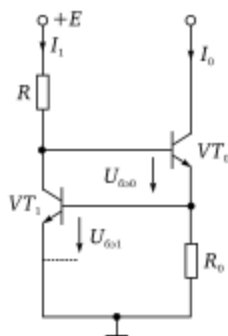


Рис. 8

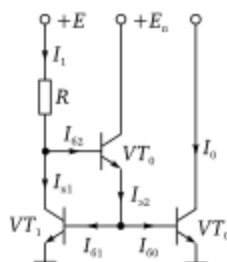


Рис. 9

Для рассматриваемой схемы справедливы следующие уравнения:

$$I_1 = I_{k1} + I_{62}; \quad I_{32} = I_{61} + I_{60}. \quad (19)$$

Обозначим $\delta = I_0/I_{k1}$ соотношение коллекторных токов транзисторов VT_0 и VT_1 , определяющееся разбросом геометрических размеров транзисторных структур:

$$\beta = I_{k1}/I_{61} = I_0/I_{60} = I_{32}/I_2 - 1.$$

Используя (19), путем преобразований с учетом принятых обозначений получаем при $\delta = 1$ и $\beta \gg 1$ следующее выражение для показателя качества:

$$K = \frac{\delta\beta(\beta + 1)}{\beta(\beta + 1) + \delta + 1} \approx \frac{1}{1 + 2/\beta^2} \approx 1 - \frac{2}{\beta^2}. \quad (20)$$

Рассмотрим еще один вариант трехтранзисторной схемы ГСТ (рис. 10), в которой транзисторы VT_1 и VT_2 взаимно согласованы. Составим систему уравнений для этой схемы:

$$I_1 = I_{k1} + I_{60}; \quad I_{30} = I_{k2} + I_{62} + I_{61} = I_{k0} + I_{60}.$$

Обозначим $\delta = I_{k1}/I_{k2}$ соотношение коллекторных токов транзисторов VT_1 и VT_2 , определяющееся разбросом геометрических размеров транзисторных структур:

$$\beta = I_{k1}/I_{61} = I_{k2}/I_{62} = I_{30}/I_{60} - 1.$$

Для этого случая при $\delta = 1$ и $\beta \gg 1$ получаем

$$K = \frac{I_0}{I_1} = \frac{\beta(1 + \delta + \beta)}{1 + \delta + \beta + \delta\beta(1 + \beta)} \approx \frac{1}{1 + 1/\beta} \approx 1 - \frac{1}{\beta}. \quad (21)$$

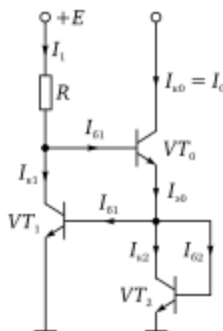


Рис. 10

Сопоставление (18), (20) и (21) свидетельствует о том, что схемы на рис. 9 и 10 с использованием дополнительного транзистора обладают лучшими зеркальными свойствами.

Пример схемного решения дифференциального каскада с ГСТ. На рис. 11 приведена схема, иллюстрирующая возможности реализации дифференциального каскада. В отличие от ранее рассмотренных схем его питание осуществляется от двух отдельных источников напряжения с разной полярностью. Непосредственно дифференциальный каскад выполнен на основе рассмотренного выше принципа (рис. 2) и дополнен потенциометрическими делителями напряжения (R_1, R_2) в базовых цепях транзисторов VT_1 и VT_2 для создания требуемого режима по постоянному току и резисторами R_3 , включенными в эмиттерные цепи для линейаризации передаточной характеристики.

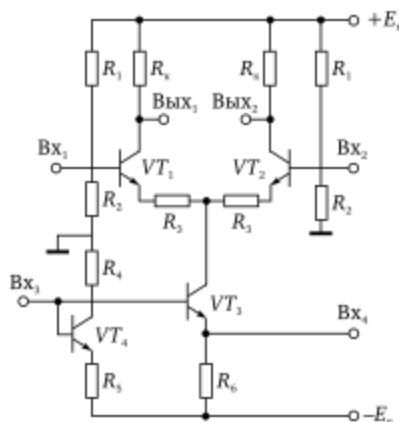


Рис. 11

Генератор стабильного тока выполнен по приведенной на рис. 6 схеме, однако для расширения функциональных возможностей база и эмиттер транзистора VT_3 могут быть использованы для подачи сигналов.

Входные сигналы могут подаваться на входы Vx_1, Vx_2, Vx_3, Vx_4 различным образом:

- при использовании двухфазного источника или источника с двумя изолированными выходными зажимами сигналы подаются на входы Vx_1, Vx_2 симметрично относительно общей точки схемы;
- при использовании однофазного источника сигнал подается на один из входов $Vx_1 (Vx_2)$ относительно общей точки,

другой вход V_{x2} (V_{x1}) для сигнала должен иметь потенциал общей точки;

- при использовании V_{x3} , V_{x4} на основе приведенной схемы могут быть построены рассмотренные выше схемы двухкаскадных усилителей ОЭ-ОБ и ОБ-ОБ с регулированием усиления по свободному входу дифференциальной пары (V_{x1} или V_{x2}). При нелинейных операциях (преобразование частоты, детектирование) к входам V_{x3} , V_{x4} подключаются внешние источники сигналов, например гетеродин.

Выходной сигнал принципиально можно снимать с любого выхода V_{y1} или V_{y2} . При этом вход V_{x1} (V_{x2}) по отношению к V_{y1} (V_{y2}) является инвертирующим, а по отношению к V_{y2} (V_{y1}) — неинвертирующим. Однако использование только одного из выходов усилителя не позволяет в полной мере реализовать усиление ДК. Поэтому, как правило, сигналы снимаются с обоих выходов, что позволяет вдвое увеличить коэффициент усиления ДК.

Схемы перехода к однофазному выходу. Как указывалось выше, для получения однофазного напряжения достаточно снимать сигнал с одного из выходов ДК. Однако при этом ровно в два раза уменьшается коэффициент усиления. Для сохранения усилительных свойств ДК используется принцип, проиллюстрированный на рис. 12. По каждому из входов V_{x1} , V_{x2} дифференциальный каскад дополняют усилительным трактом с одинаковым по модулю коэффициентом усиления $|K_U|$, при этом один из трактов должен иметь на одну инверсию сигнала больше.

Проиллюстрируем рассмотренный принцип конкретными примерами.

На рис. 13 изображена схема усилителя, в которой переход к однофазному выходу осуществляется с помощью каскада на транзисторах VT_1 , VT_5 , позволяющих организовать два усилительных тракта со стороны входов. Усилительный тракт со сто-

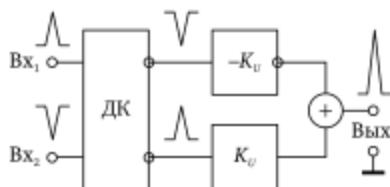


Рис. 12

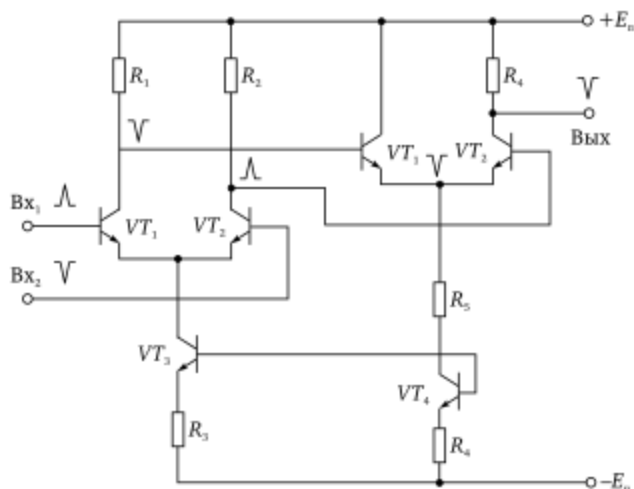


Рис. 13

роны входа Bx_1 содержит каскады на транзисторах VT_1 , VT_4 , VT_5 , построенные по схемам ОЭ-ОК-ОБ. Усилительный тракт со стороны входа Bx_2 построен на транзисторах VT_2 , VT_5 , включенных по схемам ОЭ-ОЭ. Каждый из трактов имеет одинаковое усиление, однако первый тракт имеет одну инверсию сигнала, второй тракт — две. Поэтому, как очевидно из рис. 13, выходные сигналы, поступающие на выход $Вых$ усилителя со стороны входов Bx_1 и Bx_2 , совпадают по фазе. Сложение сигналов осуществляется в транзисторе VT_5 , так как на эмиттер и базу этого транзистора сигналы поступают в противофазе.

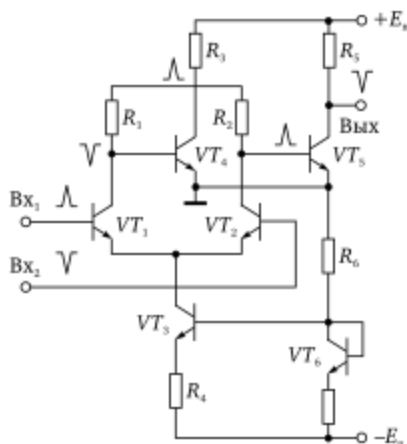


Рис. 14

На рис. 14 приведено другое схемное решение построения усилителя с однофазным выходом, в котором используются два усилительных тракта ОЭ-ОЭ (VT_1, VT_4) и ОЭ (VT_2). При этом напряжение на коллекторе поступающее по первому тракту, и напряжение на базе VT_5 , поступающее по второму тракту, совпадают по фазе. Происходит сложение базовых токов от указанных источников. Равенство токов достигается путем подбора параметров схемы усилителя на VT_4 , охваченного отрицательной обратной связью с помощью резистора R_1 .

Отличие усилителей с однофазным выходом на рис. 15 и 16 от рассмотренных схем на рис. 13 и 14 проявляется в том, что в каналах со стороны входа Vx_1 задействовано различное число транзисторов с использованием отрицательных обратных связей.

Приведенные схемные решения перехода к однофазному выходу используются в операционных усилителях.

Дифференциальные каскады с динамической нагрузкой.

Основной недостаток дифференциальных усилителей с использованием резисторов в качестве коллекторной нагрузки — небольшой коэффициент усиления при малых токах ГСТ. Использование такого каскада в качестве первого каскада многокаскадного усилителя ограничивает его частотные свойства, ухудшает дрейфовые параметры и шумовые характеристики. Для повышения коэффициента усиления дифференциального усилителя в монолитных ИС используют динамическую нагрузку. В качестве примера усилителя с динамической нагрузкой рассмотрим

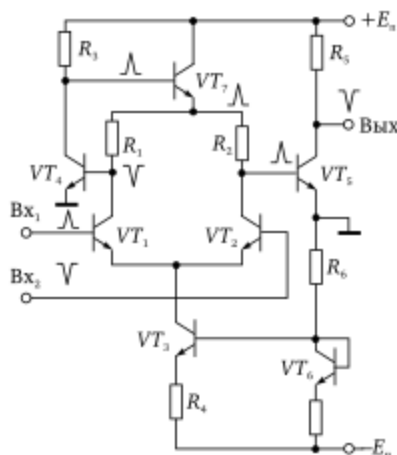


Рис. 15

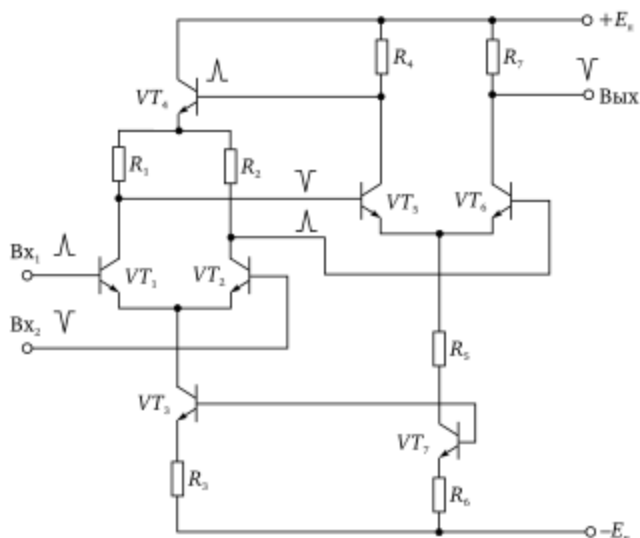


Рис. 16

схему, изображенную на рис. 17. В этой схеме токопитающий каскад выполнен на p - n - p -транзисторе VT_0 . В качестве нагрузки усилительных p - n - p -транзисторов VT_1 , VT_2 дифференциального каскада служит ГСТ в виде «токового» зеркала на p - n - p -транзисторах VT_3 , VT_4 .

Рассмотрим принцип работы усилителя в трех режимах.

При нулевом напряжении на базах транзисторов VT_1 , VT_2 (рис. 17, а) ток I_0 токопитающего каскада поровну распределяется между транзисторами. В силу свойств «токового» зеркала коллекторный ток транзистора VT_4 должен повторять ток транзистора VT_3 . По этой причине ток через нагрузку R_n не протекает.

При подаче на базу транзистора VT_2 запирающего положительного напряжения весь ток I_0 токопитающего каскада протекает через VT_1 (рис. 17, б). Транзистор VT_2 заперт. В силу свойств «токового» зеркала ток I_0 протекает через VT_4 и, следовательно, через нагрузку по цепи: общая точка схемы, R_n , VT_4 , $-E_n$.

При подаче на базу транзистора VT_2 отрицательного напряжения весь ток I_0 токопитающего каскада протекает через VT_2 (рис. 17, в). Транзистор VT_1 заперт. Поэтому ток через VT_3 и VT_4 не протекает. Ток протекает через нагрузку по цепи: $+E_n$, VT_0 , VT_2 , R_n , общая точка схемы.

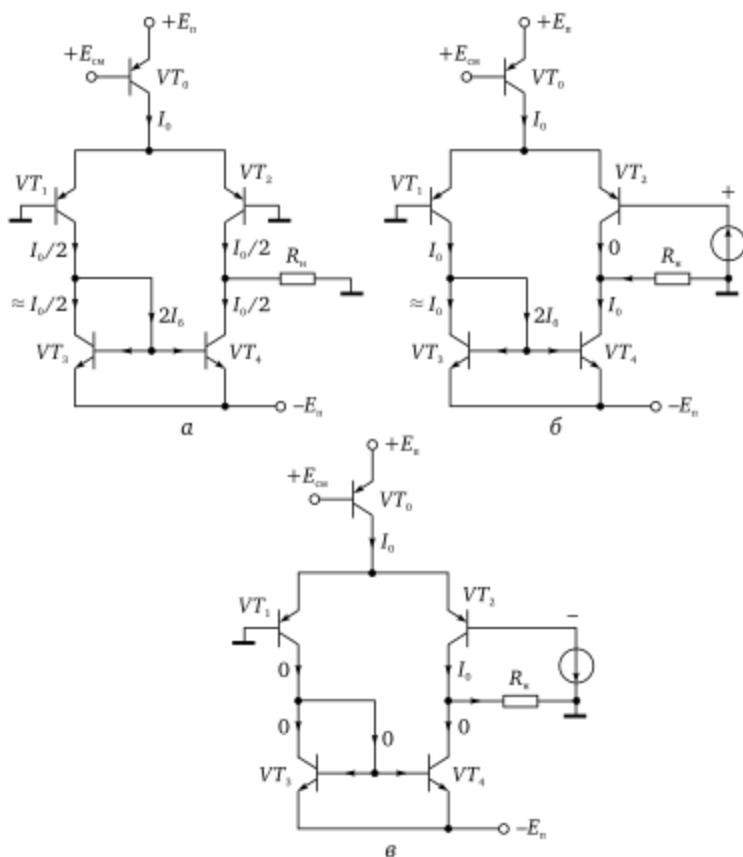


Рис. 17

1.7. Выходные каскады радиоприемных устройств

Общие сведения. Наиболее часто нагрузкой радиоприемного устройства является динамик. Требуемая мощность в динамике обеспечивается выходным каскадом радиоприемника, условия работы которого отличаются от условий работы других усилительных каскадов, используемых в большинстве случаев как малосигнальные усилители напряжения:

- динамик обладает низкоомным сопротивлением;
- повышение мощности требует увеличения уровня входного напряжения, что связано с использованием нелинейной области вольтамперных характеристик транзистора;

- для получения максимальной мощности в нагрузке необходимо *согласовывать* ее сопротивление с внутренним сопротивлением выходного каскада; выделение тепла в транзисторах приводит к их нагреву и возможному выходу из строя, что требует принятия специальных мер по охлаждению транзисторов;

- выходные каскады радиоприемников в отличие от выходных каскадов радиопередающих устройств должны *сохранять форму подаваемых на их вход звуковых сигналов*.

Специфика условий работы приводит к тому, что при проектировании и разработке оконечных усилителей **на первый план выдвигаются энергетические показатели усилителя** (выходная мощность, коэффициент полезного действия), а также **нелинейные искажения**. Получение высоких энергетических показателей и малых нелинейных искажений требует особого внимания при выборе схемного решения выходного каскада, режима работы транзисторов и его стабилизации при воздействии различных дестабилизирующих факторов (изменение температуры, напряжения питания, давления и др.).

Режимы работы транзистора в усилительном каскаде. В основу классификации режимов работы транзистора при усилении аналоговых сигналов положена продолжительность протекания гармонического тока через транзистор. Режимы делятся на четыре класса (рис. 1): А, АВ, В и С.

В режиме класса А (рис. 1, а) коллекторный ток протекает через транзистор в течение всего периода. Для этого режима справедливо следующее соотношение между амплитудой коллекторного тока основной частоты $I_{к1}$ и постоянной составляющей $I_{к0}$, именуемое коэффициентом формы тока: $\gamma = I_{к1}, I_{к0} \leq 1$.

В других режимах коллекторный ток протекает через транзистор лишь часть периода. Для классификации этих режимов вводят понятие угла отсечки.

Углом отсечки θ называют половину той части периода гармонического колебания, выраженную в угловой мере, в течение которой через транзистор протекает ток.

В зависимости от значения угла отсечки различают режимы:

- класса АВ (рис. 1, б), для которого $\theta > \pi/2$;
- класса В (рис. 1, в), для которого $\theta = \pi/2$;
- класса С (рис. 1, г), для которого $\theta < \pi/2$.

Наибольший интерес при усилении звуковых колебаний в выходных каскадах радиоприемников представляет «линейный» режим класса В, при котором ток имеет форму косинусо-

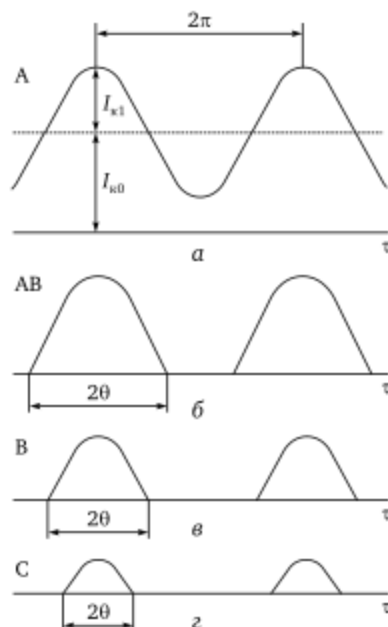


Рис. 1

иды с длительностью половины периода. Это обстоятельство принципиально позволяет усиливать звуковые колебания без искажений с высокой энергетической эффективностью. Вычислим для режима класса В коэффициент формы тока, представляющий собой отношение амплитуды первой гармоники $I_{к1}$ коллекторного тока $I_{км} \cos \tau$ ($\tau = -\pi/2 \dots +\pi/2$) транзистора к постоянной составляющей $I_{к0}$:

$$\left\{ \frac{I_{к1}}{I_{к0}} \right\} = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi/2}^{+\pi/2} i_k(\tau) \begin{Bmatrix} \cos \tau \\ 0,5 \end{Bmatrix} d\tau = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi/2}^{+\pi/2} I_{км} \cos \tau \begin{Bmatrix} \cos \tau \\ 0,5 \end{Bmatrix} d\tau = \left\{ \frac{I_{км}}{2} \right\};$$

$$\gamma = \frac{I_{к1}}{I_{к0}} = \frac{\pi}{2}.$$

В режиме класса В коэффициент формы тока больше, чем в режиме класса А, поэтому усилитель в этом режиме имеет более высокий КПД. Кроме того, при отсутствии входного сигнала (режим молчания) усилитель в режиме класса В не потребляет тока. Однако из-за нелинейности проходной характеристики $i_k = f(u_{бэ})$ на начальном участке в режиме класса В возникают искажения. Как будет показано ниже, для их уменьшения используют режим класса АВ.

Режим класса С создает высокий уровень нелинейных искажений и, несмотря на более высокий КПД, не находит применения.

Тот или иной режим работы транзистора определяет рабочая точка, представляющая собой напряжения на электродах транзистора и протекающий через него ток при отсутствии усиливаемого сигнала (например, $U_{к0}$, $I_{к0}$). Методика выбора рабочей точки с помощью нагрузочной прямой изложена в параграфе 1.1. При этом необходимо учитывать, что рабочая область характеристик транзистора ограничена (рис. 2):

- линией критического режима (ЛКР) и осью абсцисс, соответствующими, по сути дела, режиму насыщения и отсечки транзистора;
- максимально допустимыми значениями коллекторного тока $I_{к доп}$ и напряжения $U_{к доп}$;
- максимально допустимой мощностью рассеивания на коллекторе транзистора: $u_k i_k = P_{к доп}$. Уравнение $i_k = P_{к доп} / u_k$ представляет собой гиперболу, которая представлена на рис. 2 пунктирной линией.

Для выбора режима можно также пользоваться проходными характеристиками транзисторов. Рисунки 3 и 4 иллюстрируют режимы А и В, рабочая точка для которых задается с помощью напряжения на базе транзистора оконечного каскада.

Максимальные энергетические показатели усилительных каскадов. Рассмотрим некоторые схемные решения усилителей и выявим для них максимальные энергетические показатели. При этом будем использовать идеализированные вольтамперные характеристики транзистора.

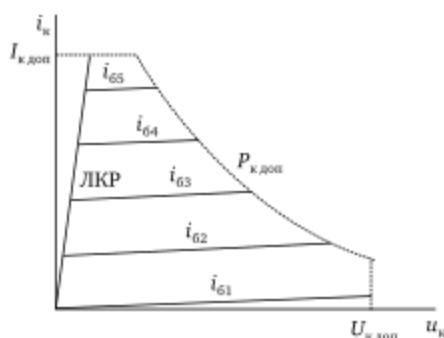


Рис. 2

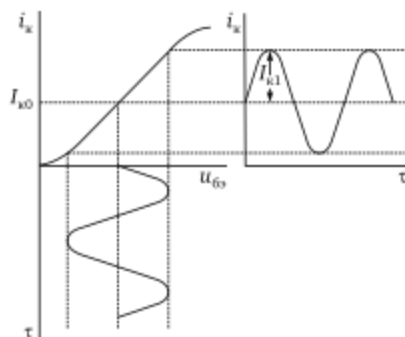


Рис. 3

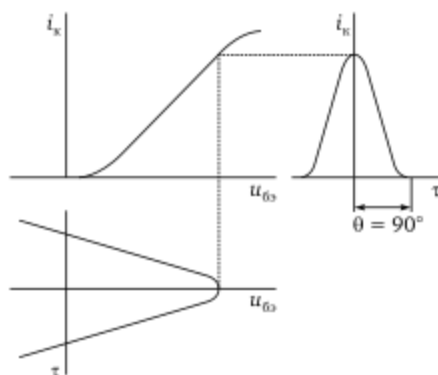


Рис. 4

Каскад с непосредственным включением нагрузки (рис. 5, в). Для выбора рабочей точки транзистора VT на семействе его характеристик строится нагрузочная прямая по методике, изложенной в параграфе 1.1. Значение сопротивления резистора в базовой цепи усилительного каскада (см. рис. 5, в) выбирается таким, чтобы базовый ток был равен $i_{б4}$ (рис. 5, б). В этом случае рабочей точке соответствует коллекторный ток $I_{к0}$ и напряжение на коллекторе — $U_{к0}$. Если к базовой цепи подключить источник синусоидального тока $I_б$ с амплитудой $I_{б1} = i_{б7} - i_{б4} = i_{б4} - i_{б1}$, то будет реализован режим класса А, в котором коллекторный ток (рис. 5, а) и напряжение на коллекторе (рис. 5, з) имеют синусоидальную форму, причем $I_{к1} = I_{к0}$, $U_{к1} = U_{к0}$. Выражения полезной мощности, выделяемой на нагрузке R_n , мощности, потребляемой от источника питания $+E$, и КПД усилительного каскада имеют следующий вид:

$$P_H = 0,5 I_{K1} U_{K1}; P_0 = I_{K1} E; \eta = \frac{0,5 I_{K1} U_{K1}}{I_{K1} E} = 0,5 \gamma \xi = 0,25, \quad (1)$$

где $\gamma = I_{K1}/I_{K0}$ — коэффициент формы тока; $\xi = I_{K0}/E = 0,5$ — коэффициент использования напряжения коллекторного источника питания. Для реальных характеристик транзистора $\gamma < 1$, $\xi < 0,5$, поэтому $\eta < 25\%$.

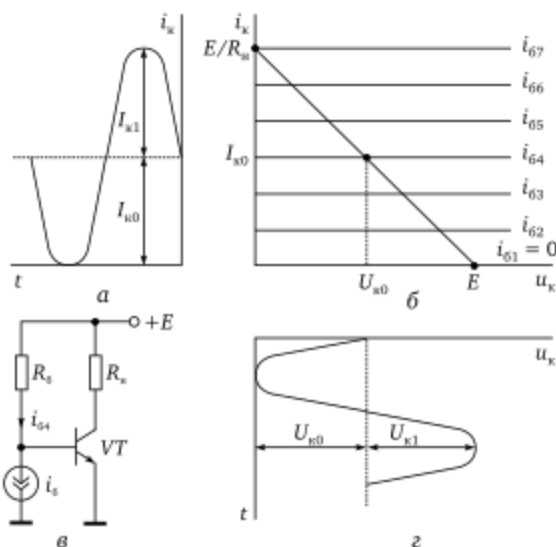


Рис. 5

Каскод с подачей питания через R_K (рис. 6, в). В этой схеме напряжение на коллектор транзистора VT подается через резистор R_K , а нагрузка R_H подключается через разделительный конденсатор C_p , сопротивление которого переменному току будем считать равным нулю. Рабочая точка (I_{K0} , U_{K0}) должна располагаться на нагрузочной прямой (тонкая линия на рис. 6, б) для постоянного тока, построенной по известному значению сопротивления R_K , и задается с помощью сопротивления R_B в базовой цепи усилителя (см. рис. 6, в). Сопротивление переменному току представляет собой параллельное соединение сопротивлений R_B и R_K : $R_{\sim} = R_H R_K / (R_H + R_K) < R_K$. Поэтому строится нагрузочная прямая для переменного тока (толстая линия на рис. 6, б), которая должна проходить через рабочую точку. Ее наклон к оси ординат определяется соотношением $u_{K\sim}/i_{K\sim} = R_{\sim}$. Параметры схемы усилительного каскода выбраны таким образом, что $I_{K1} = I_{K0}$, $U_{K1} = U_{K0}$. Для энергетических показателей рассма-

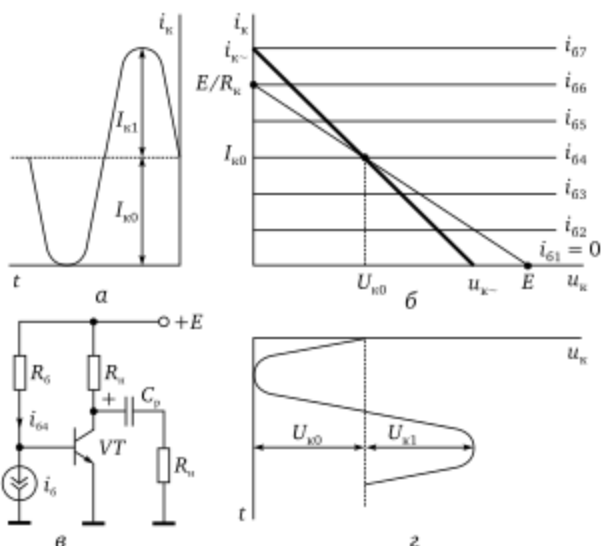


Рис. 6

триваемого усилительного каскада соотношения (1) сохраняют силу. Однако предельное значение КПД этого каскада составляет всего лишь 8,7% [27].

Каскад с подачей питания через дроссель $L_{др}$ (рис. 7, в). В этой схеме нагрузка R_n и дроссель $L_{др}$ подключены параллель-

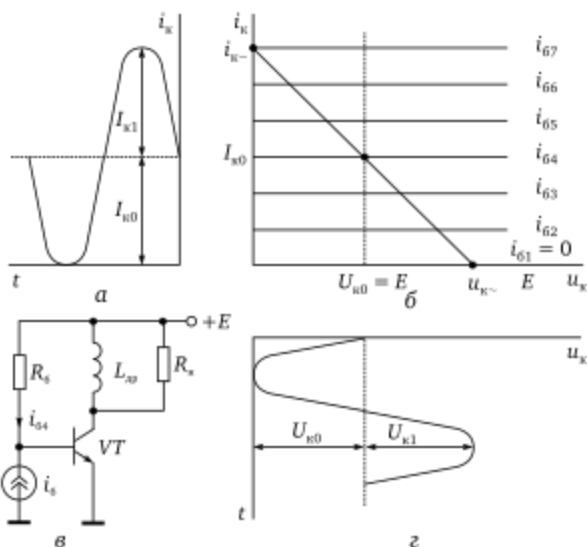


Рис. 7

но. Напряжение на коллектор транзистора VT подается через дроссель $L_{др}$, сопротивление которого постоянному току будем считать равным нулю. Поэтому нагрузочная прямая для постоянного тока представляет собой перпендикуляр, восстановленный из точки $u_k = E$. Напряжение на коллекторе $U_{к0}$ при отсутствии сигнала всегда равно напряжению источника питания E . Постоянный ток $I_{к0}$ задается резистором R_6 . Полагаем, что для переменного тока $\omega L_{др} \gg R_n$. Поэтому нагрузочная прямая переменному току должна проходить через рабочую точку ($I_{к0}$, $U_{к0}$) и иметь наклон к оси ординат $u_{k-}/i_{k-} = R_n$. Параметры схемы усилительного каскада соответствуют предельному случаю режима класса А. Для оценки энергетических показателей усилительного каскада можно пользоваться соотношениями (1). Однако в этом случае максимальное значение коэффициента использования напряжения источника коллекторного питания $\xi = U_{к1}/E = 1$, поэтому предельно достигаемый КПД усилителя составляет 50%.

Двухтактный усилительный каскад в режиме класса В (рис. 8, в). Двухтактный каскад выполнен по схеме ОЭ-ОЭ с использованием комплементарных транзисторов, представляющих собой пару из n - p - n - и p - n - p -транзисторов с идентичными характеристиками. Источники сигналов включены в базовые цепи и поочередно отпирают транзисторы VT_1 , VT_2 на половину периода переменного тока. В отсутствие сигналов ток через транзисторы не протекает, поэтому рабочие точки имеют координаты $i_k = 0$, $u_k = \pm E$ (рис. 8, б). Знак «минус» относится к p - n - p -транзистору VT_2 . Все построения на рис. 8 приведены для n - p - n -транзистора VT_1 : нагрузочная линия на семействе вольтамперных характеристик (см. рис. 8, б), временные диаграммы коллекторного тока (рис. 8, а) и напряжения на коллекторе (рис. 8, г). В установившемся режиме через нагрузку R_n протекает синусоидальный ток с амплитудой $I_{к1}$, образованный из импульсов тока VT_1 , VT_2 . Напряжение на нагрузке R_n имеет также синусоидальную форму, его амплитуда равна $U_{к1}$. Следовательно, на нагрузке выделяется мощность $P_0 = 0,5 I_{к1} U_{к1}$. Постоянный ток через нагрузку не протекает. Значение тока, протекающего от источников E через каждый транзистор, вычисляется по формуле

$$I_{к0} = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi/2}^{+\pi/2} i_k(\tau) d\tau = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi/2}^{+\pi/2} I_{к1} \cos \tau d\tau = \frac{I_{к1}}{\pi}. \quad (2)$$

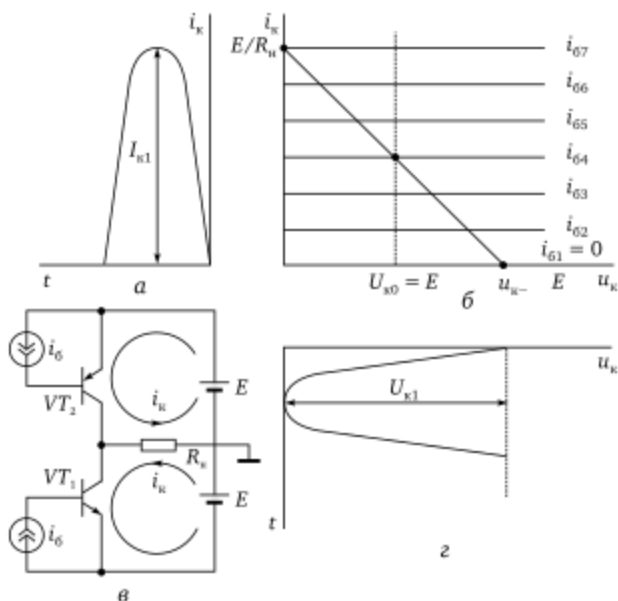


Рис. 8

Используя (2), определим мощность, потребляемую от источников напряжения, и КПД усилителя:

$$P_0 = 2EI_{k0}; \quad \eta = \frac{P_n}{P_0} = \frac{0,25I_{k1}U_{k1}}{I_{k0}E} = 0,25\gamma\xi = 0,25\pi = 0,785.$$

Двухтактные каскады. Выше установлено, что наибольшим КПД обладает двухтактный усилительный каскад. В интегральных схемах двухтактные усилители строятся по бестрансформаторным схемам, поэтому представляет интерес рассмотрение этого класса двухтактных усилителей и выявление их особенностей. На рис. 9 приведены три возможных варианта схем двухтактных бестрансформаторных усилителей.

В усилителе, построенном по схеме **ОК-ОК** (рис. 9, а), использованы комплементарные транзисторы *n-p-n*- и *p-n-p*-типов. Усилитель обладает высокоомным входным и низкоомным выходным сопротивлениями, что обеспечивает хорошее согласование с динамиком, представляющим собой низкоомную нагрузку. В силу разнотипности транзисторов входное напряжение на их базы подается синфазно. Этим достигается поочередная работа транзисторов VT_1, VT_2 усилителя. Действительно, при действии положительной полуволны входного напряжения открыт

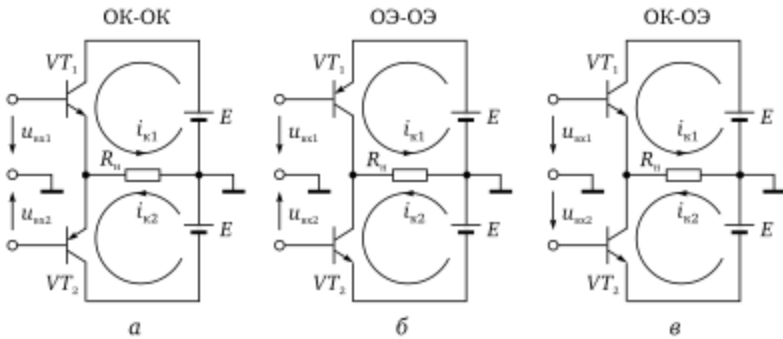


Рис. 9

транзистор VT_1 и заперт транзистор VT_2 , поэтому через нагрузку R_H протекает ток $i_{к1}$. Во время действия отрицательной полу- волны открыт транзистор VT_2 и заперт транзистор VT_1 , через нагрузку R_H протекает ток $i_{к2}$ в противоположном направлении (см. рис. 9, а). Возможно соединение баз обоих транзисторов, как показано на рис. 10, з, и подача входного напряжения на об- щий вход. Так как в схеме ОК-ОК используются комплементар- ные транзисторы, их вольтамперные характеристики можно представить на одном рисунке (рис. 10, а) в первом и третьем квадрантах и рассмотреть воздействие входного напряжения $u_{вх}$ (рис. 10, в) на результирующую характеристику. В силу не- линейности результирующей характеристики отклик тока (рис. 10, б) не является синусоидальной функцией, что свиде- тельствует о наличии нелинейных искажений. Рассмотренный режим работы транзисторов относится к случаю, когда рабочая точка каждого из них расположена в начале координат вольт- амперных характеристик. При этом каждый транзистор прово- дит ток ровно половину периода, т. е. используется режим клас- са В. Основной причиной нелинейных искажений является наличие нелинейного участка в начале координат характе- ристик. Поэтому, подавая на базы транзисторов небольшое поло- жительное смещение, можно значительно уменьшить уровень нелинейных искажений усилителя.

На рис. 11, з приведена схема ОК-ОК, в которой между база- ми транзисторов VT_1 , VT_2 включены два диода VD_1 , VD_2 , выпол- няющие функции источников напряжения смещения $E_{б1} = -E_{б2}$. Для получения результирующей вольтамперной характери- стики транзисторов (рис. 11, а) их рабочие точки $i_{к1} = 0$, $u_{к1} = E_{б1}$

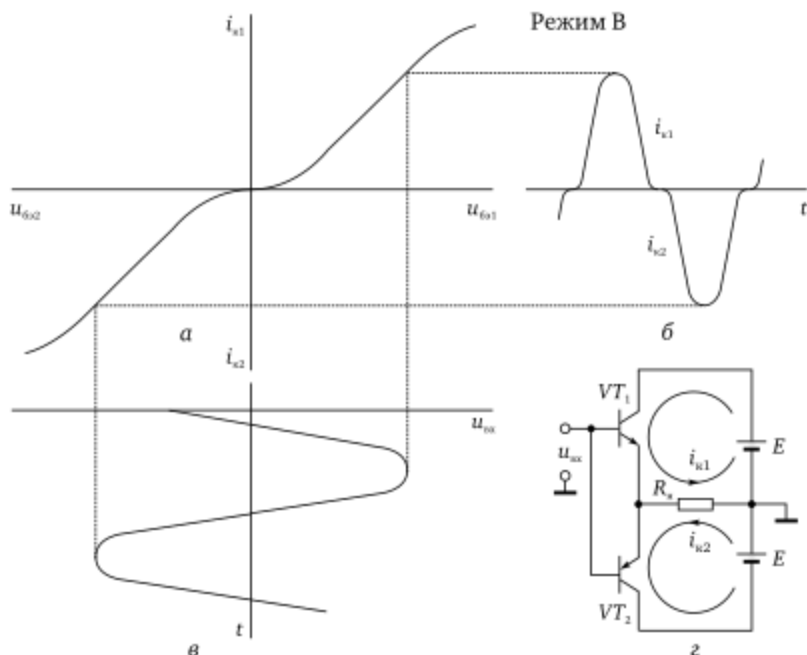


Рис. 10

и $i_{k2} = 0$, $u_{k2} = -E_{62}$ совмещены. Введение напряжения смещения переводит работу транзисторов в режим класса АВ, для которого $2\theta > \pi$ (рис. 11, б). Несмотря на то, что форма импульсов коллекторного тока i_{k1} , i_{k2} транзисторов искажена, суммарный ток, протекающий через нагрузку, имеет синусоидальную форму. Уменьшение искажений в режиме класса АВ достигается линеаризацией результирующей вольтамперной характеристики.

В бестрансформаторном усилителе по схеме ОЭ-ОЭ (рис. 9, б), так же как и в схеме ОК-ОК, используются комплементарные транзисторы. Усилитель обладает высокоомным выходным сопротивлением и, хотя позволяет потенциально получить наибольший коэффициент усиления мощности, при работе на низкоомную нагрузку в виде динамика не усиливает напряжения. Таким образом, бестрансформаторная схема ОЭ-ОЭ по сравнению со схемой ОК-ОК выигрыша в усилении не дает. Двухтактный режим работы усилителя обеспечивается синфазной подачей входного напряжения на базы транзисторов VT_1 , VT_2 . При действии положительной полуволны входного напряжения открыт транзистор VT_2 и заперт транзистор VT_1 , поэтому через

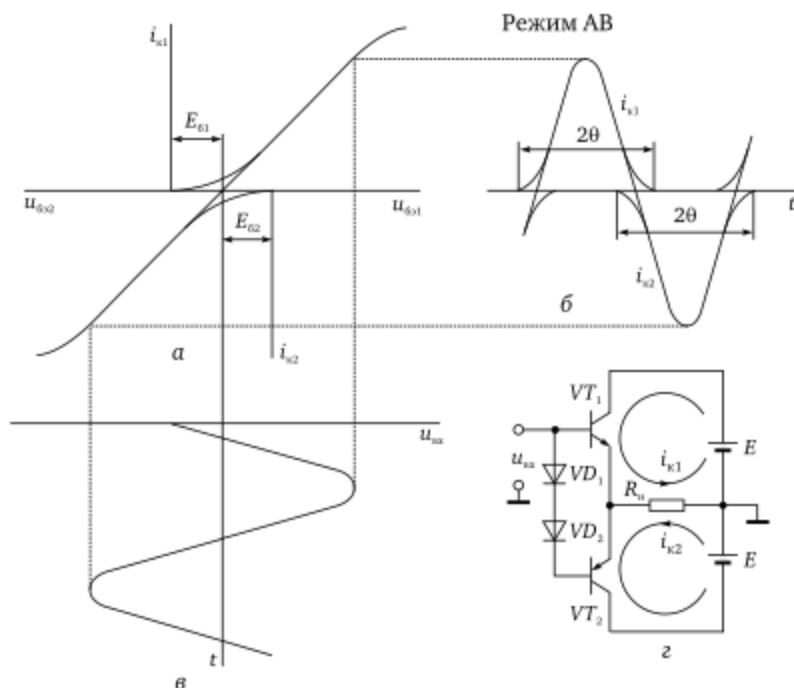


Рис. 11

нагрузку R_n протекает ток i_{k2} . Во время действия отрицательной полуволны открыт транзистор VT_1 и заперт транзистор VT_2 , через нагрузку R_n протекает ток i_{k1} в противоположном направлении (см. рис. 9, б). Однако каскад усиления ОЭ-ОЭ, в отличие от схемы ОК-ОК, требует управления из двух точек, разность напряжений между которыми должна составлять $2E - 2U_{бэ}$.

В двухтактной бестрансформаторной **схеме усилителя ОК-ОЭ** используются одностипные $n-p-n$ -транзисторы (рис. 9, в). Поэтому для реализации двухтактного режима работы подаваемые на базы транзисторов VT_1 , VT_2 напряжения сигналов должны иметь разную полярность, причем разность постоянного напряжения между базами должна составлять E . Для этой цели можно использовать фазоинверсный каскад (рис. 12). При положительной полуволне входного напряжения открывается транзистор VT_2 , включенный по схеме ОЭ, при отрицательной полуволне входного напряжения — транзистор VT_1 , включенный по схеме с ОК. Достоинство рассматриваемой двухтактной схемы — одностипность транзисторов, однако их включение по

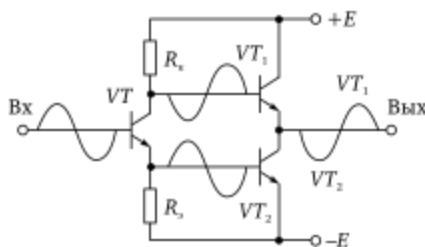


Рис. 12

схемам с ОК и ОЭ, обладающими различными свойствами, приводит к неидентичности полуволн выходного напряжения. Поэтому часто двухтактные усилители строят на составных однотипных и разнотипных транзисторах, включенных соответственно по схеме Дарлингтона (рис. 13, а) или по композитной схеме (рис. 13, б). Каждая пара составных транзисторов эквивалентна одному транзистору с коэффициентом усиления базового тока $\beta_{\Sigma} = \beta_1\beta_2$, где $\beta = I_K/I_6 \approx I_3/I_6$; β_1, β_2 — коэффициенты усиления базового тока первого и второго транзисторов.

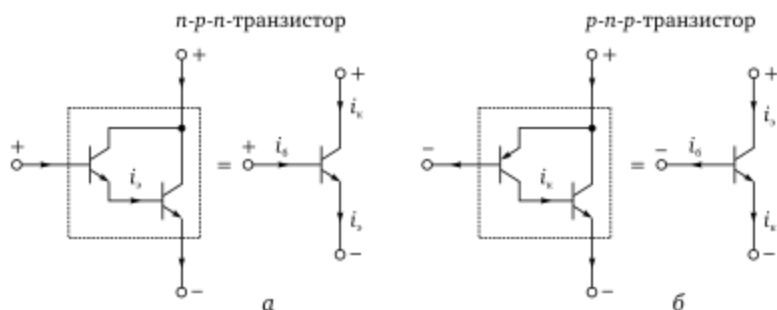


Рис. 13

На рис. 14 в качестве примера приведена схема двухтактного усилителя, построенная на составных $n-p-n$ - и $p-n-p$ -транзисторах и представляющая собой, по сути дела, схему ОК-ОК (см. рис. 10). Три диода предназначены для работы транзисторов

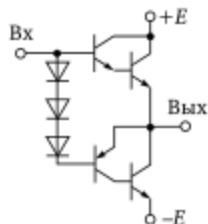


Рис. 14

в режиме класса АВ. Достоинство схемы состоит в том, что более мощные выходные транзисторы являются однотипными, менее мощные входные транзисторы составляют комплементарную пару.

Несмотря на то, что в интегральных схемах двухтактные усилители строятся по бестрансформаторным схемам, представляет интерес рассмотрение и выявление особенностей трансформаторных двухтактных каскадов, среди которых наибольшее применение нашла схема ОЭ-ОЭ (рис. 15). Наличие в схеме выходного трансформатора позволяет произвести пересчет сопротивления нагрузки в коллекторную цепь, при котором наиболее полно используется рабочая область характеристик транзистора (см. рис. 2) и даже при низкоомной нагрузке достигается усиление не только тока, но и напряжения. Следовательно, трансформаторные схемы позволяют наилучшим образом использовать усилительные свойства схемы с ОЭ. Входной трансформатор дает возможность согласовать усилитель с источником сигнала и отобрать от него наибольшую мощность. Однако такие недостатки, как технологические трудности изготовления трансформаторов, их технологическая несовместимость с производством интегральных схем, низкие массо-габаритные показатели, создание частотных (в области низких частот) и нелинейных искажений и ряд других, а также успехи, достигнутые в производстве мощных низкочастотных усилителей на интегральных микросхемах, привели к тому, что интегральные усилители полностью вытеснили трансформаторные усилители из радиоприемной аппаратуры.

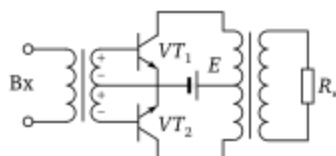


Рис. 15

1.8. Усилители высокой частоты

Назначение, классификация и основные показатели. Усилителями высокой частоты (УВЧ) или радиочастоты называют усилительные каскады, включаемые непосредственно за входной цепью радиоприемника. Такие усилители предназначены:

- для *повышения уровня мощности сигналов* на несущей радиочастоте без существенных изменений спектра с целью уменьшения коэффициента шума и повышения чувствительности приемника;

- для *обеспечения требуемой избирательности* по зеркальному и другим дополнительным каналам в приемнике супергетеродинного типа или по соседнему каналу в приемнике прямого усиления.

К основным **классификационным признакам** УВЧ следует отнести:

- абсолютные значения усиливаемых частот (умеренно высокие частоты, сверхвысокие частоты);

- способ настройки (настройка на фиксированную частоту, настройка в диапазоне частот);

- число каскадов или транзисторов (один или два);

- вид нагрузки (резистивная, один или два колебательных контура);

- вид связи с входной цепью и смесителем (емкостная, автотрансформаторная, индуктивная связь);

- способ питания базовых и коллекторных цепей транзистора (последовательный, параллельный).

Для **характеристики УВЧ** используют следующие показатели:

- максимальный коэффициент усиления по напряжению (или мощности) на несущей частоте;

- устойчивый коэффициент усиления по напряжению;

- избирательность;

- коэффициент шума;

- диапазон рабочих частот;

- динамический диапазон.

Схемы УВЧ. Известно [23], что коэффициент шума N приемника определяется собственными шумами и усилением мощности его первых каскадов (рис. 1):

$$N = N_1 + \frac{N_2 - 1}{K_{P1}} + \frac{N_3 - 1}{K_{P1}K_{P2}} + \dots \quad (1)$$

Из выражения (1) следует, что для уменьшения N необходимо уменьшать собственные шумы N_1 УВЧ (совместно с входной цепью и антенной) и увеличивать его коэффициент усиления мощности K_{P1} . При $K_{P1} > 10$ собственные шумы преобразовате-



Рис. 1

для частоты (ПЧ) и усилителя промежуточной частоты (УПЧ) практически не оказывают влияния на коэффициент шума приемника. По этой причине УВЧ содержит один-два усилительных каскада.

На умеренно высоких частотах наибольшее распространение нашла схема УВЧ с ОЭ, позволяющая получить максимальное усиление номинальной мощности при небольшом уровне собственных шумов. На рис. 2 изображены два варианта схем с ОЭ перестраиваемых УВЧ. В схеме на рис. 2, а используется *последовательное питание* базовой и коллекторной цепей. Напряжение смещения снимается с резисторного делителя напряжения $R_{б1}$, $R_{б2}$ и подается на базу транзистора через катушку индуктивности контура входной цепи $L_k C_k$. Блокировочный конденсатор $C_{бл}$ выполняет две функции:

- *разделяет* точку съема напряжения смещения от общей точки схемы, обеспечивая доступ постоянного напряжения на базу;

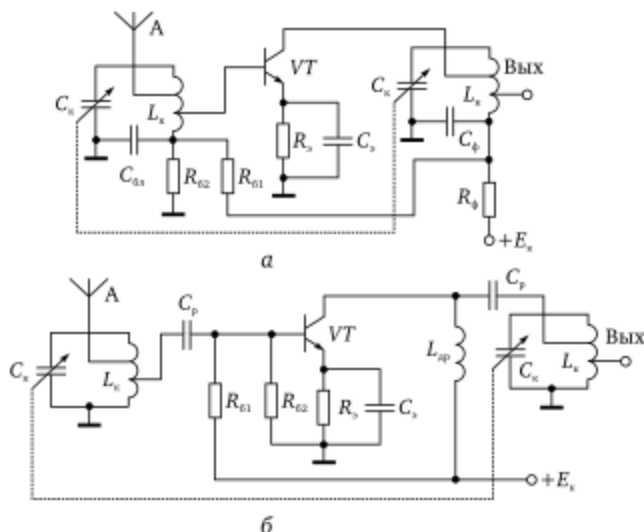


Рис. 2

- совместно с конденсатором C_3 *подключает* источник сигналов непосредственно к переходу база-эмиттер транзистора, минуя делитель напряжения R_{61}, R_{62} .

Параллельная цепь $R_3 C_3$ служит для стабилизации режима по постоянному току с сохранением усиления каскада.

Напряжение питания на коллектор поступает от источника E_K через фильтр $R_\Phi C_\Phi$, который служит для развязки УВЧ по цепи питания от других каскадов приемника, и выходной контур $L_K C_K$. Конденсатор фильтра C_Φ выполняет функции, сходные с $C_{6л}$.

В схеме УВЧ с *параллельным питанием* базовой и коллекторной цепей (рис. 2, б):

- в *базовой цепи* источник сигналов, которым служит входная цепь $L_K C_K$, и источник напряжения смещения в виде резисторного делителя напряжения разделены по постоянному току с помощью конденсатора C_p , который также обеспечивает непосредственный доступ сигнала на базу транзистора;

- в *коллекторной цепи* по такому же принципу с помощью конденсатора C_p разделены источник питания коллектора постоянным напряжением и выходной $L_K C_K$ -контур (нагрузка). Напряжение питания на коллектор транзистора подается через дроссель, который не ухудшает добротности выходного контура, внося в него лишь небольшую расстройку.

На рис. 3 приведены схемы УВЧ с ОБ, которые находят применение в УКВ-диапазоне благодаря большому значению устойчивого коэффициента усиления.

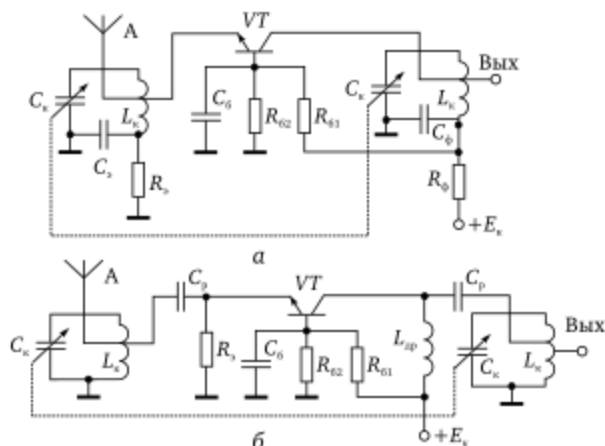


Рис. 3

В отличие от каскадов с ОЭ в УВЧ с ОБ источник сигналов в виде $L_K C_K$ -контура входной цепи включается в эмиттерную цепь транзистора последовательно (рис. 3, а) или параллельно (рис. 3, б) резистору R_3 . Напряжение смещения на базу при обоих способах питания базовых цепей подается с резистивного делителя напряжения, при этом база по высокой частоте подключена к общей точке схемы через малое сопротивление конденсатора C_6 . Коллекторные цепи не имеют отличий от схемы УВЧ с ОЭ.

Среди двухкаскадных схем УВЧ следует выделить каскадную схему ОЭ-ОБ, совмещающую в себе достоинства обеих схем. На рис. 4 приведена каскадная схема УВЧ с последовательным питанием базовой и коллекторной цепей. В этой схеме используется непосредственная связь между каскадами с ОЭ и ОБ. Напряжение смещения на базы транзисторов VT_1, VT_2 подается через делитель напряжения, составленный из резисторов R_{61}, R_{62}, R_{63} . Схемы входной и выходной цепей не отличаются от аналогичных цепей каскадов с ОЭ и ОБ.

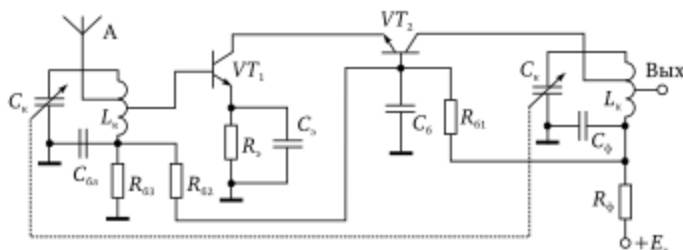


Рис. 4

Исходные данные для оценки свойств УВЧ. В качестве объекта для выявления **усилительных и избирательных свойств, определения устойчивого коэффициента усиления и коэффициента шума УВЧ** воспользуемся обобщенной схемой, изображенной на рис. 5.

На схеме обозначено: I_A, Y_A — источник сигналов (антенна) и его внутренняя проводимость; Y_{K1} — контур входной цепи; Y_{K2} — выходной контур УВЧ; Y_H — проводимость нагрузки; 1—1, 2—2 — входные и выходные зажимы четырехполюсника с Y-па-

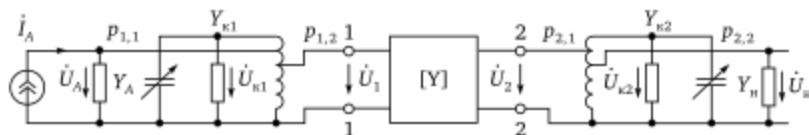


Рис. 5

параметрами, отображающего транзисторы УВЧ с цепями питания по постоянному току; $p_{1,1} = \dot{U}_A/\dot{U}_{к1}$, $p_{1,2} = \dot{U}_1/\dot{U}_{к1}$ — коэффициенты включения антенны и входа УВЧ к контуру входной цепи; $p_{2,1} = \dot{U}_2/\dot{U}_{к2}$, $p_{2,2} = \dot{U}_H/\dot{U}_{к2}$ — коэффициенты включения выходной цепи УВЧ и нагрузки к выходному контуру.

Используя Y-параметры для различных способов включения транзисторов в усилительных каскадах, можно определить показатели и характеристики различных типов УВЧ.

Усилительные и избирательные свойства УВЧ. Для обобщенной схемы замещения УВЧ с автотрансформаторной связью, представленной на рис. 5, определим коэффициент усиления по напряжению и выявим его зависимость от частоты входного сигнала. Запишем выражение для коэффициента усиления по напряжению в следующем виде:

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_H}{\dot{U}_1} = \frac{p_{2,2}\dot{K}_Y}{p_{2,1}}, \text{ где } p_{2,1} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_{к2}}; p_{2,2} = \frac{\dot{U}_H}{\dot{U}_{к2}}; \dot{K}_Y = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1}. \quad (2)$$

Для определения коэффициента усиления \dot{K}_Y четырехполюсника воспользуемся результатами, полученными в параграфе 1.2:

$$\dot{K}_Y = -\frac{Y_{21}}{Y_{22} + \frac{Y_{к2}}{p_{2,1}^2} + \frac{p_{2,2}^2 Y_H}{p_{2,1}^2}}. \quad (3)$$

После подстановки (3) в (2) получим

$$\dot{K} = -\frac{p_{2,1}p_{2,2}Y_{21}}{Y_{к2} + p_{2,1}^2 Y_{22} + p_{2,2}^2 Y_H} = -\frac{p_{2,1}p_{2,2}Y_{21}}{Y_{32}}, \quad (4)$$

где Y_{32} — эквивалентная проводимость контура с учетом нагрузки и транзистора.

Из (4) находим модуль коэффициента усиления:

$$K = \frac{p_{2,1}p_{2,2}|Y_{21}|}{G_{32}\sqrt{1+\xi_2^2}}; \xi_2 = Q_{32}\left(\frac{f}{f_{02}} - \frac{f_{02}}{f}\right) \approx \frac{2\Delta f}{f_{02}}Q_{32}, \quad (5)$$

где ξ_2 , Q_{32} , f_{02} — соответственно обобщенная расстройка, эквивалентная добротность и резонансная частота выходного контура; $\Delta f = f - f_{02}$ — абсолютная расстройка.

Как следует из выражения (5) для коэффициента усиления, избирательные свойства УВЧ определяются амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ) колебательного контура с учетом нагрузки и выходной проводимости транзистора.

Полученное выражение (5) справедливо для схем УВЧ с ОЭ, ОБ и каскадной схемы, кроме того, влиянием выходной проводимости транзистора на $G_{э2}$ можно пренебречь, приняв $G_{э2} \approx G_{к2} + p_{2,2}^2 G_n$. Поэтому при настройке колебательного контура в резонанс получаем

$$K_0 = \frac{p_{2,1} p_{2,2} |Y_{21}|}{G_{к2} + p_{2,2}^2 G_n}. \quad (6)$$

Показателем для количественной оценки избирательности служит ослабление сигнала-помехи с известной частотой ω по отношению к полезному сигналу: $d = K_0/K(\omega)$. По АЧХ определяется также полоса пропускания УВЧ, в которой коэффициент усиления $K(\omega) > 0,7071K_0$.

Исследовав функцию (6) на максимум, найдем оптимальные значения коэффициентов связи транзистора и нагрузки с контуром:

$$p_{2,1\text{опт}} = 1; p_{2,2\text{опт}} = \sqrt{\frac{G_{к1}}{G_n}}. \quad (7)$$

После подстановки (7) в (6) определяется максимальный коэффициент усиления УВЧ при настройке контура в резонанс на частоту сигнала:

$$K_{0\text{max}} = \frac{0,5|Y_{21}|}{\sqrt{G_{к2} G_n}}. \quad (8)$$

Устойчивый коэффициент усиления. Наличие внутренней обратной связи в транзисторе, обусловленной проводимостью Y_{12} , может привести к регенерации и даже к самовозбуждению УВЧ, и он перестанет выполнять свои функции. Это обстоятельство можно объяснить тем, что:

- в усилителях с колебательными контурами во входной и выходной цепях фазовые углы коэффициентов передачи сигнала в прямом и обратном направлениях изменяются в широких пределах при изменении частоты, и на некоторых частотах может возникнуть положительная обратная связь;

- проводимость $|Y_{21}|$ увеличивается с ростом частоты, так как носит емкостный характер, и поэтому увеличивается коэффициент передачи сигнала в обратном направлении.

Представляет интерес определение устойчивого коэффициента усиления УВЧ, при котором внутреннюю обратную

связь можно считать отсутствующей, т. е. полагать $Y_{12} \approx 0$. Для этого воспользуемся схемой на рис. 5.

Определим проводимость, подключенную к входным зажимам 1—1 усилителя:

$$Y_{1-1} = \frac{Y_{\kappa 1} + P_{1,1}^2 Y_A}{P_{1,2}^2} + Y_{\text{вх}} = \frac{Y_{\kappa 1} + P_{1,1}^2 Y_A}{P_{1,2}^2} + Y_{11} - \frac{P_{2,1}^2 Y_{12} Y_{21}}{Y_{\kappa 2} + P_{2,1}^2 Y_{22} + P_{2,2}^2 Y_H}, \quad (9)$$

где $Y_{\text{вх}}$ — входная проводимость УВЧ, определяемая формулой (5) в параграфе 1.2.

Воспользовавшись (9), запишем условие самовозбуждения $Y_{1-1} = 0$ УВЧ в следующем виде:

$$\frac{P_{1,2}^2 P_{2,1}^2 Y_{12} Y_{21}}{(Y_{\kappa 1} + P_{1,1}^2 Y_A + P_{1,2}^2 Y_{11})(Y_{\kappa 2} + P_{2,1}^2 Y_{22} + P_{2,2}^2 Y_H)} = \frac{P_{1,2}^2 P_{2,1}^2 Y_{12} Y_{21}}{Y_{\kappa 1} Y_{\kappa 2}} = 1. \quad (10)$$

В дальнейшем полагаем, что полные проводимости обоих контуров одинаковые, т. е.

$$Y_{\kappa 1} = Y_{\kappa 2} = G_3 \left[1 + jQ_3 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right] = G_3 (1 + j\xi), \quad (11)$$

где ξ — обобщенная расстройка; G_3 — проводимость контуров на резонансной частоте ω_0 ; Q_3 — эквивалентная добротность.

После подстановки (11) в (10) условие самовозбуждения можно записать в виде

$$\frac{P_{1,2}^2 P_{2,1}^2 |Y_{12}| |Y_{21}| \exp j\theta}{G_3^2 (1 + \xi^2) \exp j2 \arctg \xi} = 1, \quad (12)$$

где угол θ является аргументом произведения $Y_{12} Y_{21}$.

Перепишем (12) в виде двух равенств, которые в теории самовозбуждения называются балансом амплитуд и балансом фаз:

$$\frac{P_{1,2}^2 P_{2,1}^2 |Y_{12}| |Y_{21}|}{G_3^2 (1 + \xi^2)} = 1; \quad (13)$$

$$\theta - 2 \arctg \xi = 0. \quad (14)$$

Из (14) находим обобщенную расстройку (по сути дела, частоту), при которой выполняется баланс фаз, т. е. фаза сигнала, поступающего по цепи обратной связи, совпадает с фазой входного сигнала:

$$\xi = \tg \frac{\theta}{2}. \quad (15)$$

После подстановки (15) в (13) получим условие самовозбуждения УВЧ. Если в правую часть (13) вместо единицы подставить коэффициент $k < 1$, то получим условие отсутствия самовозбуждения колебаний в усилителе:

$$\frac{p_{1,2}^2 p_{2,1}^2 |Y_{12}| |Y_{21}| (1 + \cos \theta)}{2G_3^2} = k. \quad (16)$$

Воспользуемся (16) для определения *устойчивого коэффициента усиления каскада с ОЭ*. Полагая, что $Y_{12} = Y_{12, \text{ОЭ}} = -(G_{12} + j\omega C_{12})$, $Y_{21} = Y_{21, \text{ОЭ}} = S$, определим угол θ :

$$\theta = \pi_1 + \operatorname{arctg} \frac{\omega C_{12}}{G_{12}}. \quad (17)$$

Преобразуем выражение (17) к виду

$$\cos \theta = \frac{G_{12}}{|Y_{12}|}. \quad (18)$$

Используя (18) и учитывая, что резонансный коэффициент усиления УВЧ с ОЭ $K_0 = p_{2,1} p_{2,2} S / G_3$ (6), перепишем (16) в следующем виде:

$$\frac{p_{1,2}^2 K_0^2 (\sqrt{G_{12}^2 + \omega^2 C_{12}^2} + G_{12})}{2p_{2,2}^2 S} = k. \quad (19)$$

Устойчивый коэффициент усилителя определяется из (19) при значениях коэффициента $k = 0,1 \div 0,2$:

$$K_y = (0,45 \dots 0,63) \frac{p_{2,2}}{p_{1,2}} \sqrt{\frac{S}{|Y_{12}| + G_{12}}}. \quad (20)$$

При $\omega C_{12} \gg G_{12}$ и $p_{1,2} = p_{2,2}$ выражение для устойчивого коэффициента усиления приобретает форму

$$K_y = (0,45 \dots 0,63) \sqrt{\frac{S}{\omega C_{12}}}, \quad (21)$$

полученную впервые В. И. Сифоровым для ламповых усилителей. Выражение (21) используется при расчете устойчивого коэффициента усиления транзисторных УВЧ с ОЭ.

Для определения *устойчивого коэффициента усиления каскада с ОБ* воспользуемся следующими соотношениями между Y -параметрами: $Y_{12, \text{ОБ}} \approx -Y_{22, \text{ОЭ}} = G_{22} + j\omega C_{22}$, $Y_{21, \text{ОБ}} \approx -Y_{21, \text{ОЭ}} = -S$.

Для этого случая

$$\cos \theta = \frac{G_{22}}{|Y_{22}|}; K_0 = \frac{p_{2,1} p_{2,2} S}{G_3},$$

и выражение для определения устойчивого коэффициента усиления имеет вид

$$\frac{p_{1,2}^2 K_0^2 |Y_{12}| (|Y_{22}| + G_{22})}{2 p_{2,2}^2 S |Y_{22}|} = k.$$

Из последнего выражения находим

$$K_y = (0,45 \dots 0,63) \frac{p_{2,2}}{p_{1,2}} \sqrt{\frac{S |Y_{22}|}{|Y_{12}| (|Y_{22}| + G_{22})}}.$$

Общие сведения о собственных шумах. Собственными шумами усилителя называют ЭДС и токи, образующиеся в его отдельных элементах за счет флуктуаций носителей электрических зарядов. Источниками собственных шумов являются резисторы, контуры и транзисторы. При движении в проводящей среде (проводнике) электроны сталкиваются друг с другом и отдельными атомами среды. При столкновении изменяются направление и скорость их движения. Перемещение от одного столкновения до другого можно рассматривать как элементарный импульс тока. Совокупность всех движущихся импульсов представляет собой шумовой ток, протекающий через сечение проводника и создающий шумовое напряжение на его зажимах. Длительность элементарного импульса флуктуационных шумов, определяемая как длительность между двумя столкновениями электронов, составляет 10^{-13} с, что соответствует ширине равномерного спектра до 10^{12} Гц. Следовательно, флуктуационные шумы, создаваемые проводником, действуют во всех освоенных в настоящее время радиодиапазонах.

Шумы резисторов и контуров. Известно, что средний квадрат шумового тока и напряжения комплексных проводимости Y и сопротивления Z в полосе частот $f_1 - f_2$ определяются следующими выражениями:

$$\overline{I}_m^2 = 4kT \int_{f_1}^{f_2} \operatorname{Re}(Y) df; \quad \overline{U}_m^2 = 4kT \int_{f_1}^{f_2} \operatorname{Re}(Z) df, \quad (22)$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура в градусах Кельвина (К); $\operatorname{Re}(F)$, $\operatorname{Re}(Z)$ — активные составляющие комплексных проводимости и сопротивления.

Для резистора с сопротивлением R выражение (22) для среднего квадрата шумового напряжения принимает вид

$$\overline{U}_m^2 = 4kTR(f_2 - f_1) = 4kTR\Delta f.$$

Для параллельного колебательного контура, активная составляющая сопротивления $R(f)$ которого зависит от частоты, получаем

$$U_{\text{ш}}^2 \approx 4kT \int_0^{\infty} \frac{R_s df}{1 + 4Q_s^2(f - f_0)^2 / f_0^2} = 4kTR_s\Pi_s,$$

где f_0 — резонансная частота контура; R_s — сопротивление контура на f_0 ; Q_s — эквивалентная добротность контура; $\Pi_s = 0,5\pi f_0/Q_s = 1,57\Pi_{0,707}$ — эффективная шумовая полоса контура; $\Pi_{0,707}$ — энергетическая полоса контура на уровне 0,707.

Под эффективной шумовой полосой контура понимают ширину полосы, при которой на активном сопротивлении R_s выделяется такая же мощность шумов или средний квадрат шумового напряжения, какую создает колебательный контур. Сказанное иллюстрируется с помощью рис. 6. Площадь прямоугольника с основанием Π_s и высотой R_s должна быть равна площади под функцией $R(f)$. Эффективная шумовая полоса контура в 1,57 раз шире энергетической полосы.

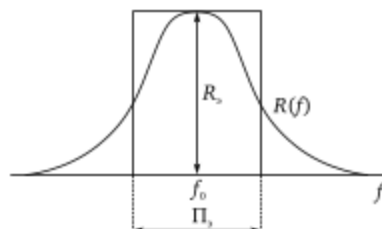


Рис. 6

Шумовые свойства резисторов и контуров можно отображать с помощью шумовых схем замещения, составленных из источника шума в виде ЭДС $U_{\text{ш}}$ или генератора тока $I_{\text{ш}}$ и нешумящего активного сопротивления или проводимости (рис. 7). Действующие значения ЭДС и токов источников шумов определяются по формулам

$$U_{\text{ш}} = \sqrt{4kTR\Pi}; \quad I_{\text{ш}} = \sqrt{4kTG\Pi}.$$

При последовательном включении n источников целесообразно каждый из них представлять генератором шумового напряжения с действующим напряжением и сопротивлением, определяемыми следующими выражениями:

$$U_{\text{ш}} = \sqrt{\sum_{i=1}^n \bar{U}_{\text{ш},i}^2}; \quad R = \sum_{i=1}^n R_i.$$



Рис. 7

Шумы приемной антенны. На выходе приемной антенны действуют шумы сопротивления R_{Π} потерь антенны и шумы, возникающие вследствие приема внешних излучений (космоса, атмосферы, Земли), которые удобно отнести к сопротивлению R_y излучения:

$$\overline{U}_{\text{ш}}^2 = 4kTR_{\Pi}\Pi + 4kT_{\Sigma}R_{\Pi}\Pi = 4kT_A R_{\Pi}\Pi,$$

где $R_A = R_{\Sigma} + R_{\Pi}$; $T_A = \frac{R_{\Pi}}{R_A}T + \frac{R_{\Sigma}}{R_A}T_{\Sigma}$, T_{Σ} — температура, до которой нужно нагреть сопротивление R_y , чтобы его шумовая мощность была равна мощности в антенне, создаваемой внешними шумовыми излучениями.

Шумы транзисторов. В биполярных транзисторах внутренние шумы обусловлены распределенными омическими сопротивлениями полупроводника, процессами инжекции носителей через электронно-дырочные переходы, процессами генерации и рекомбинации в объеме полупроводника и поверхностными токами утечки.

Тепловые шумы транзисторов определяются в основном распределенным сопротивлением базы R_b , значительно превышающим распределенные сопротивления коллектора и эмиттера.

Дробовые шумы обусловлены случайными характеристиками инжекции носителей тока через электронно-дырочный переход и генерации носителей в области базы.

Шумы токораспределения вызваны неравномерным распределением эмиттерного тока между базой и коллектором.

В эквивалентной шумовой схеме используются два источника шумов:

- генератор шумового тока, учитывающий тепловые, дробовые шумы и шумы токораспределения базы. Эти шумы относят к активной составляющей входной проводимости транзистора G_{11} и оценивают относительной шумовой температурой входной проводимости [23]:

$$t_{11} = \frac{T_{11}}{T} \approx \frac{1}{G_{11}} \left[\frac{e}{2kT} I_a (1 - \alpha_0) + R_b \omega^2 C_{11}^2 \right],$$

где $e = 1,6 \cdot 10^{-19}$ К — заряд электрона; α_0 — коэффициент передачи тока в схеме с ОБ.

Первое слагаемое отражает дробовые шумы и шумы токораспределения, второе — тепловые шумы базы;

- генератор шумового напряжения, учитывающий дробовые шумы и шумы токораспределения коллектора. В качестве шумового параметра используют шумовое сопротивление:

$$R_{\text{ш}} = \frac{e}{2kT} \frac{\alpha_0 I_a}{|Y_{21}|^2}.$$

Источники включают в базовую цепь транзистора, сам транзистор является нешумящим.

Коэффициент шума УВЧ. На основании схемы УВЧ (см. рис. 5) составим эквивалентную шумовую схему, состоящую из шумовых схем антенны, контура входной цепи и транзистора, изображенного в виде четырехполюсника. Выходной контур УВЧ представляет собой эквивалент источника для следующего каскада и поэтому не учитывается. Эквивалентная шумовая схема УВЧ на резонансной частоте приведена на рис. 8. На схеме обозначено: g_A , g_K — активные проводимости антенны и контура входной цепи, пересчитанные к входным зажимам УВЧ с помощью коэффициентов включения $p_{1,1}$ и $p_{1,2}$; $I_{шA}$, $I_{шK}$, $I_{ш11}$, $U_{ш}$ — соответственно источники тока шумов антенны, входной цепи, транзистора, учитывающие тепловые, дробовые шумы и шумы токораспределения базы, и источник напряжения шумов, учитывающий дробовые шумы и шумы токораспределения коллектора. Ниже приведены выражения для средних квадратов шумовых токов и напряжения:

$$\begin{aligned} \bar{I}_A^2 &= 4kT_0 g_A \Pi; \quad \bar{I}_K^2 = 4kT_0 g_K \Pi; \quad \bar{I}_{ш11}^2 = 4kt_{11} T_0 G_{11} \Pi; \\ \bar{U}_{ш}^2 &= 4kT_0 R_{ш} \Pi, \end{aligned} \quad (23)$$

где $T_0 = 293$ К — стандартная (комнатная) температура.

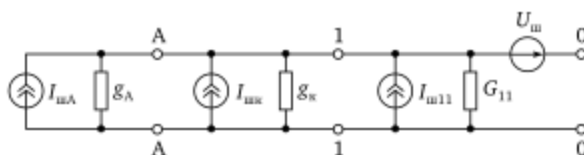


Рис. 8

Заменим шумовой источник напряжения эквивалентным ему шумовым источником тока:

$$I_{ш} = \sqrt{4kT_0 R_{ш} \Pi} (g_A + g_K + G_{11}). \quad (24)$$

Шумовой источник тока $I_{ш}$ подключается параллельно другим шумовым источникам тока, при этом в эквивалентную шумовую схему не вносится никакой проводимости. Это обусловлено тем, что шумовая ЭДС $U_{ш}$ не имеет собственного сопротивления и создаваемые ЭДС шумы относят к воображаемому сопротивлению $R_{ш}$.

Известно несколько эквивалентных определений коэффициента шума и равноценных способов его оценки [16]. Для рассматриваемой шумовой схемы коэффициент шума целесообразно определять как отношение суммы усредненных квадратов всех

шумовых токов во входной цепи УВЧ к усредненному квадрату шумового тока, создаваемого антенной [23]. Используя (23), (24), получаем

$$N = \frac{\overline{I}_A^2 + \overline{I}_K^2 + \overline{I}_{ш11}^2 + \overline{I}_{ш}^2}{\overline{I}_A^2} = 1 + \frac{g_K}{g_A} + \frac{t_{11} G_{11}}{g_A} + \frac{R_{ш} (g_A + g_K + G_{11})^2}{g_A}. \quad (25)$$

Отметим, что соотношение (25) для коэффициента шума справедливо для различных схем УВЧ при использовании биполярных и полевых транзисторов.

1.9. Усилители промежуточной частоты

Назначение, классификация и основные показатели. *Усилители промежуточной частоты (УПЧ) предназначены для обеспечения основного усиления радиоприемного устройства и подавления сигналов соседних каналов радиоприема (избирательности приемника по соседним каналам). Поэтому они работают на фиксированной, более низкой промежуточной частоте, чем частота радиосигнала. Фиксированное значение частоты способствует созданию полосовых фильтров с формой частотной характеристики, близкой к прямоугольной. Снижение частоты радиосигнала позволяет увеличить устойчивый коэффициент усиления отдельных каскадов и усилителя в целом. УПЧ усиливают принимаемый сигнал до уровня, требуемого для нормальных условий работы детектора.*

Усилители промежуточной частоты классифицируют по ряду признаков:

- по характеру распределения избирательности различают два типа УПЧ: с сосредоточенной и распределенной избирательностью;
- по ширине полосы пропускания усилители разделяются на узкополосные с относительной полосой пропускания менее 0,05 и широкополосные с относительной полосой пропускания более 0,05;
- по схемному решению различают УПЧ, построенные на дифференциальных каскадах, на каскадах с ОЭ и др.

Основными показателями УПЧ являются:

- коэффициент усиления на центральной частоте полосы пропускания: $K_{УПЧ} = K^n$, где K — коэффициент усиления отдельного каскада; n — число каскадов УПЧ;

- *избирательность по соседнему каналу*, определяемая соотношением $S_{\text{ск}} = K_{\text{УПЧ}}/K_{\text{ск}}$, где $K_{\text{ск}}$ — коэффициент усиления на частоте соседнего канала, отстоящего от основного канала приема на заданную величину Δf ;

- *полоса пропускания*, определяемая как полоса частот, в которой коэффициент усиления УПЧ не менее $0,707K_{\text{УПЧ}}$;

- *степень частотных и нелинейных искажений сигнала*, обусловленных неравномерностью усиления в полосе пропускания УПЧ и входением конечных каскадов УПЧ в режим ограничения амплитуды;

- *динамический диапазон*, определяемый как отношение $D_{\text{УПЧ}} = 20\lg(U_{\text{вх max}}/U_{\text{вх min}})$, где $U_{\text{вх max}}$ — амплитуда сигнала на входе УПЧ, соответствующая допустимым искажениям сигнала на выходе; $U_{\text{вх min}}$ — амплитуда сигнала на входе УПЧ, соответствующая чувствительности приемника.

Усилители промежуточной частоты с фильтрами сосредоточенной избирательности. УПЧ этого типа содержат фильтр сосредоточенной избирательности (ФСИ), который включается между преобразователем частоты и первым (реже вторым) каскадом УПЧ. Усилитель представляет собой совокупность апериодических каскадов, выполненных в виде микросхемы. В качестве ФСИ используют выпускаемые промышленностью пьезоэлектрические, кварцевые, электромеханические и другие типы фильтров или изготавливаемые в заводских условиях многосвязные LC-фильтры.

Рассмотрим **ультразвуковые ФСИ**. Скорость распространения упругих колебаний в твердых телах на несколько порядков меньше скорости распространения радиоволн в свободном пространстве. Во столько же при равной частоте длина волны механических колебаний меньше длины волны электромагнитных волн. Это обстоятельство позволяет применять в качестве резонаторов миниатюрные упругие элементы простой конструкции в виде дисков или стрижней. Фильтры с механическими резонаторами имеют меньшие размеры и лучшие электрические характеристики. Их принцип действия базируется на магнитострикционном и пьезоэлектрическом эффектах, заключающихся в том, что при воздействии электрических колебаний резонатор начинает совершать механические колебания с достаточно стабильной частотой.

Электромеханические фильтры. В состав электромеханического фильтра входят (рис. 1, а):

- два преобразователя, содержащих магнитострикционные элементы. Один из преобразователей П1 преобразует электрические колебания в механические, другой преобразователь П2 — механические колебания в электрические;

- механические резонаторы, выполненные из стали, алюминия или магния в виде дисков. Добротность резонаторов составляет несколько тысяч. Резонансная частота f_0 зависит от размеров резонатора. Например, $f_0 = 465$ кГц при диаметре резонатора 8 мм, длине 70 мм;

- связи в виде упругих стержней, с помощью которых резонаторы соединены друг с другом.

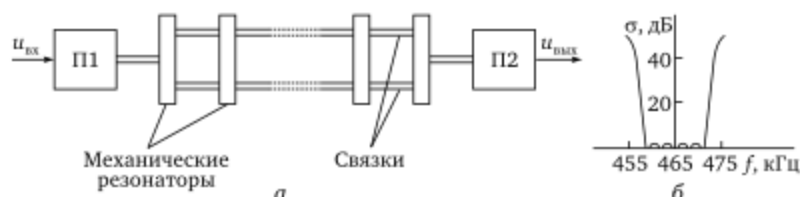


Рис. 1

С электрической точки зрения электромеханический фильтр представляет собой систему связанных контуров, в которой диски-резонаторы выполняют функции колебательных контуров, а стержни-связки — конденсаторов связи между ними.

При подаче на вход фильтра переменного напряжения $u_{вх}$ в преобразователе П1 возникают механические колебания. С помощью связок механические колебания передаются в выходной преобразователь П2, возбуждая последовательно резонаторы фильтра. С выхода преобразователя П2 снимается выходное напряжение $u_{вых}$. Типичная частотная характеристика электромеханического фильтра приведена на рис. 1, б.

Пьезоэлектрические фильтры. Для построения таких фильтров используются пьезокерамические резонаторы в виде дисков. Электрическая схема замещения резонатора представляет собой последовательный колебательный LCR-контур, параллельно которому подключена емкость держателя резонатора (рис. 2, а). Фильтр состоит из нескольких звеньев. Схема содержит три резонатора, соединенных по Т-образной схеме (рис. 2, б). Как очевидно из рис. 2, в, на котором приведена частотная характеристика одного звена, с увеличением расстройки относительно центральной частоты полосы пропускания наблюдается уменьшение затухания. Для устранения этого недостатка на

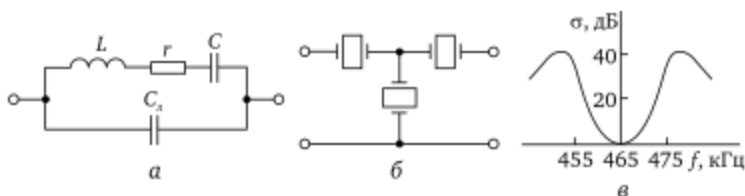


Рис. 2

входе пьезоэлектрических фильтров включают колебательный контур.

Пьезомеханические фильтры. Звено пьезомеханического фильтра состоит из двух пьезоэлектрических резонаторов, механически соединенных между собой металлической или диэлектрической связкой (рис. 3, а). Введение механической связки устраняет указанный выше недостаток пьезоэлектрического фильтра (рис. 3, б).

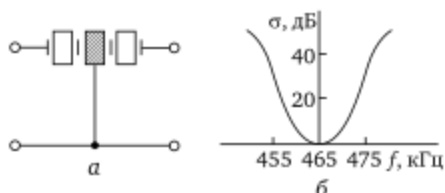


Рис. 3

Кварцевые фильтры. Этот тип фильтров отличается от пьезоэлектрических фильтров тем, что в них используются кварцевые резонаторы. Электрическая схема замещения кварцевых резонаторов такая же (см. рис. 2, а), как и схема замещения резонаторов из пьезокерамики. Однако кварцевые резонаторы обладают добротностью порядка десятков тысяч, и их рабочие частоты составляют десятки мегагерц.

Усилители промежуточной частоты с распределенной избирательностью. В УПЧ с распределенной избирательностью функции усиления и избирательности выполняются в каждом каскаде. Наиболее широкое распространение из этой группы УПЧ нашли усилители:

- с одиночными контурами, настроенными на промежуточную частоту;
- с одиночными попарно расстроенными контурами;
- с одиночными контурами, настроенными на три частоты;
- с двумя связанными контурами в каждом каскаде;

- со смешенной схемой: один из каскадов содержит два связанных контура, другой — одиночный контур, настроенный на промежуточную частоту.

При анализе УПЧ с распределенной избирательностью выявляют, как изменяются избирательные и усилительные свойства УПЧ с ростом числа каскадов [23]. Для оценки избирательности используют коэффициент прямоугольности частотной характеристики, представляющий собой следующее соотношение: $K_{nd} = P_d / P_{0,707}$, где P_d , $P_{0,707}$ — соответственно полоса пропускания усилителя на уровне d и 0,707 (обычно принимают $d = 0,1; 0,01; 0,001$). В идеальном случае $K_{nd} = 1$. Результаты анализа показывают, что при увеличении числа каскадов ($n \rightarrow \infty$):

- коэффициент прямоугольности имеет предельные значения, отличающиеся от единицы. Это объясняется тем, что с увеличением числа каскадов n полоса пропускания УПЧ становится уже. Для сохранения ее постоянства необходимо уменьшать добротность контуров (т. е. ухудшать избирательные свойства каждого каскада), что и служит препятствием для получения $K_{nd} = 1$;

- коэффициент усиления при $n \rightarrow \infty$ имеет конечное значение. Это обстоятельство также связано с уменьшением добротности контуров для сохранения полосы пропускания УПЧ. Уменьшение добротности контуров влечет за собой уменьшение их эквивалентного сопротивления, а следовательно, и усиления каждого усилительного каскада.

1.10. Усилители низкой частоты

Общие сведения о низкочастотных усилителях. *Усилители низкой частоты (УНЧ) предназначены для получения уровня мощности колебаний звуковой частоты, обеспечивающего нормальные условия работы оконечного устройства приемника*, в качестве которого в большинстве случаев используется динамик. По сравнению с информационными узлами приемника низкочастотные усилители являются устройствами, выходная мощность которых может составлять десятки ватт. Такие УНЧ, как правило, выполняются в виде отдельных микросхем и представляют собой многокаскадное устройство. В качестве оконечного каскада используются бестрансформаторные усилительные каскады, рассмотренные в параграфе 1.7. Микросхемы мощных УНЧ *снабжены средствами тепловой защиты и защиты от перегрузок*. Для стабилизации режима

и улучшения показателей *используются отрицательные обратные связи (РОС) по постоянному и переменному току*. Чтобы исключить возможность самовозбуждения усилителей, *предусмотрены средства для коррекции их частотных характеристик*. Для уменьшения нелинейных искажений в некоторых микросхемах *приняты дополнительные меры в виде вольтодобавки*. В параграфе 3.9 приведены примеры построения низкочастотных усилителей на основе микросхем 237, 157 и 174-й серий. Здесь остановимся на некоторых особенностях построения микросхем УНЧ.

Использование отрицательных обратных связей. При построении многокаскадных усилителей каждый каскад, как правило, охватывается местной ООС. Эта мера, приводящая к снижению коэффициента усиления каждого каскада, повышает устойчивость работы всего усилителя. При большом коэффициенте усиления многокаскадного усилителя малейшие изменения положения рабочей точки входного усилительного каскада за счет влияния различных дестабилизирующих факторов могут привести к нарушению нормальной работы оконечного каскада. Поэтому в большинстве микросхем предусмотрены средства для организации глубокой ООС по постоянному току, которой охватывается весь усилитель. Обычно такая цепь обратной связи предусматривает создание ООС по переменному току с возможностью регулировки ее глубины. На рис. 1 приведена схема такого технического решения. В микросхеме создана внутренняя ООС, которая обеспечивается резистором R_1 , включенным между выходом оконечного каскада ОК и инвертирующим входом предварительного усилителя ПУ. Для организации ООС по *постоянному* току к внешнему выводу 1 подключается только конденсатор C . Постоянное напряжение на выходе ОК устанавливается равным $E_{пит}/2$, что позволяет получить наибольший динамический диапазон. Поэтому ООС по постоянному току стабилизирует этот уровень постоянного напряжения. При подключении к выводу 1 цепи C, R_2 , как показано на рис. 1, создается цепь ООС по *переменному* току, коэффициент передачи которой при достаточно большом значении C равен $R_2 / (R_1 + R_2)$ и может изменяться с помощью R_2 (обычно $R_2 \ll R_1$). Отрицательная обратная связь по переменному току уменьшает уровень нелинейных искажений, обусловленных «ступенькой» в выходном напряжении.

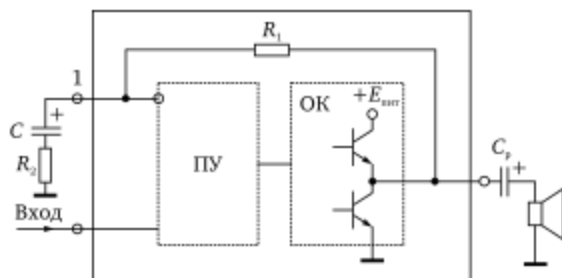


Рис. 1

Коррекция частотных характеристик УНЧ. Так как при построении УНЧ используются непосредственные связи между каскадами, амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) является равномерной практически во всем диапазоне звуковых частот. В области высоких частот наблюдается спад АЧХ, обусловленный отвлечением токов в паразитные входные емкости каскадов. Поэтому при моделировании многокаскадного усилителя на высоких частотах каждый каскад представляют источником напряжения $K_0 U_{вх}$ с внутренним сопротивлением R , нагруженным на входную емкость C следующего каскада (рис. 2, а), где K_0 — коэффициент усиления каскада при $C = 0$.

Коэффициент усиления по напряжению цепи на рис. 2, а равен $\dot{K} = K(\omega) \exp j\varphi(\omega)$, где

$$K(\omega)/K_0 = 1/\sqrt{1+(\omega/\omega_{ср})^2} \approx \begin{cases} 1 & \text{при } \omega \ll \omega_{ср}, \\ (\omega/\omega_{ср})^{-1} & \text{при } \omega \gg \omega_{ср}; \end{cases}$$

$$\varphi(\omega) = \arctg(-\omega/\omega_{ср}) \approx \begin{cases} 0 & \text{при } \omega \ll \omega_{ср}, \\ -90^\circ & \text{при } \omega \gg \omega_{ср}; \end{cases}$$

$$\omega_{ср} = 1/RC — \text{частота среза.}$$

На рис. 2, б приведены точные (пунктирные линии) и приближенные (толстые сплошные линии) АЧХ и ФЧХ, построенные по приведенным выше выражениям. Отметим, что наибольшая погрешность приближенных характеристик соответствует частоте среза $\omega_{ср}$ и составляет для АЧХ -3 дБ, для ФЧХ $\pm 45^\circ$. Как очевидно из рис. 2, б, при $\omega \gg \omega_{ср}$ изменение частоты в 10 раз (декада) приводит к уменьшению усиления на 20 дБ. Следовательно, скорость высокочастотного спада АЧХ за частотой среза постоянна и составляет -20 дБ/дек.

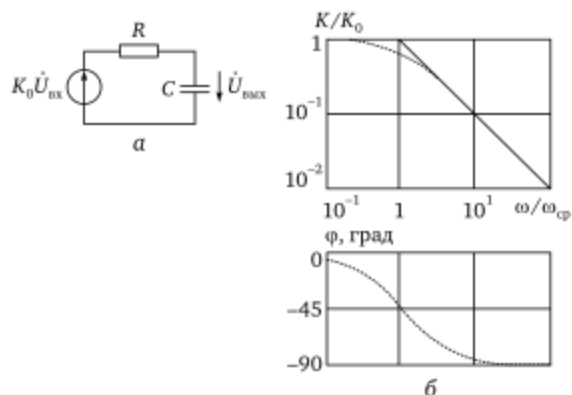


Рис. 2

Воспользуемся изложенным материалом для рассмотрения свойств трехкаскадного усилителя с ООС.

На рис. 3 сплошными линиями нанесены аппроксимирующие АЧХ и ФЧХ усилителя с замкнутой петлей ООС, где ω_1 , ω_2 , ω_3 — частоты среза отдельных каскадов. На частоте ω_r , расположенной между частотами ω_2 и ω_3 , коэффициент усиления превышает единицу (0 дБ), а фазовый сдвиг в петле ООС составляет 0° , что вызовет самовозбуждение усилителя.

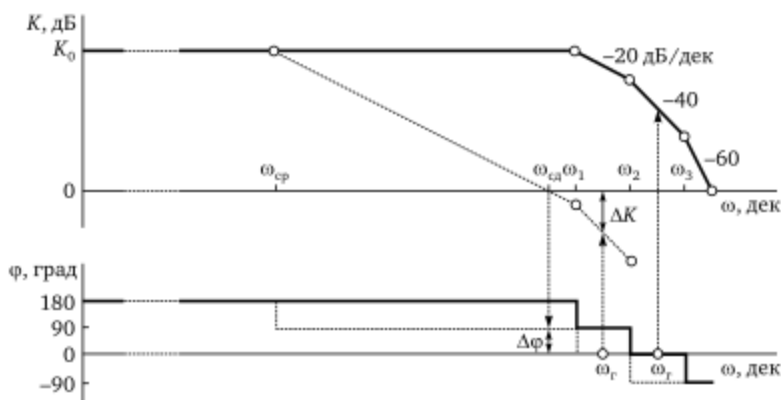


Рис. 3

Для устранения самовозбуждения производится коррекция частотных характеристик путем введения дополнительных корректирующих цепей. Наиболее часто в микросхемах УНЧ частотные характеристики корректируются с помощью конденсаторов. Для этого в микросхемах используются внутренние конденсаторы или предусматриваются выводы для под-

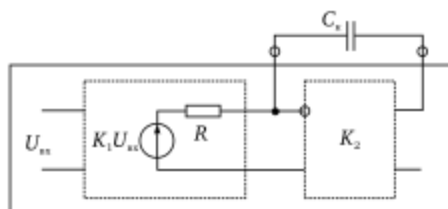


Рис. 4

ключения внешних конденсаторов (рис. 4). По сути дела коррекция частотных характеристик сводится к уменьшению ширины полосы пропускания усилителя путем введения в усилитель дополнительного КС-звена с частотой среза ω_{cp} (рис. 3, а), которая при $K \geq 0$ дБ обеспечивает спад со скоростью -20 дБ/окт. На рис. 3 пунктирными линиями нанесены АЧХ и ФЧХ, удовлетворяющие этому условию. Как очевидно из рисунка, АЧХ и ФЧХ УНЧ после коррекции позволяют получить:

- запас по фазе $\Delta\varphi = 90^\circ$ на частоте $\omega = \omega_{ед}$ единичного усиления (и вообще при $K \geq 0$ дБ);
- запас по усилению ΔK ($K = 1 - \Delta K < 1$) на частоте $\omega = \omega_{г}$, на которой выполняется баланс фаз, т. е. фазовый сдвиг по цепи ООС составляет 0° .

Использование вольтодобавки для уменьшения нелинейных искажений. С повышением уровня входного сигнала из-за нелинейности вольтамперных характеристик транзисторов (в основном предоконечного каскада) увеличиваются нелинейные искажения УНЧ. Для уменьшения искажений на последние каскады УНЧ подается выходное напряжение в виде вольтодобавки. Проиллюстрируем этот способ снижения нелинейных искажений на примере микросхемы **K174УН8** (рис. 5).

На вывод 6 «вольтодобавки» подаются:

- от источника питания $+E$ через катушку динамика постоянное напряжение для питания коллекторных цепей транзисторов VT_1, VT_2, VT_5 ;
- с выхода усилителя (вывод 8 микросхемы) через конденсатор C_1 напряжение сигнала.

Это напряжение, с одной стороны, поступает на базы входных транзисторов VT_5 и VT_3 соответственно верхнего и нижнего плеча оконечного каскада, что позволяет увеличить амплитуду выходного напряжения (сохранив неизменными нелинейные искажения, вносимые оконечным каскадом); с другой сторо-

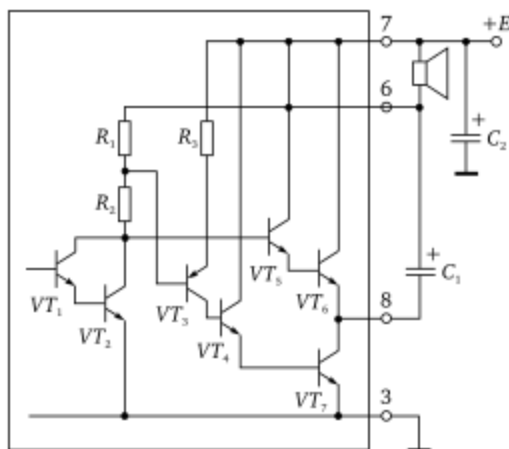


Рис. 5

ны — на коллекторы составного транзистора VT_1, VT_2 , создавая благоприятный с точки зрения нелинейных искажений режим их работы.

Рассмотрим более подробно **влияние вольтодобавки на режим работы составного транзистора** (VT_1, VT_2), к коллектору которого прикладывается напряжение

$$u_k = E + U_{\text{вд}} \cos \tau,$$

где $U_{\text{вд}}$ — амплитуда напряжения, обусловленная вольтодобавкой; $\tau = \omega t$. В результате изменения напряжения на коллекторе u_k нагрузочная прямая составного транзистора будет сдвигаться. На рис. 6, б пунктирными линиями показаны три положения нагрузочной прямой, соответствующие напряжению на коллекторе:

$$u_k = U_{k,m} + E + U_{\text{вд}} (\tau = 0); u_k = E (\tau = \pi/2);$$

$$u_k = U_{k,m} = E - U_{\text{вд}} (\tau = \pi).$$

Так как через базу составного транзистора, включенного по схеме с ОЭ, протекает ток

$$i_6 = I_{60} - I_{61} \cos \tau,$$

значение коллекторного тока для нагрузочной прямой при $u_k = U_{k,m}$ определяется током базы $i_6 = I_{60} - I_{61} = 0$ ($\tau = 0$), при $u_k = E$ — током базы $i_6 = I_{60}$ ($\tau = \pi/2$), при $u_k = U_{k,m} + E + U_{\text{вд}}$ — током базы $i_6 = I_{60} + I_{61}$ ($\tau = \pi$). Следовательно, изменение коллекторного напряжения (рис. 6, в) и тока (рис. 6, а) происходит

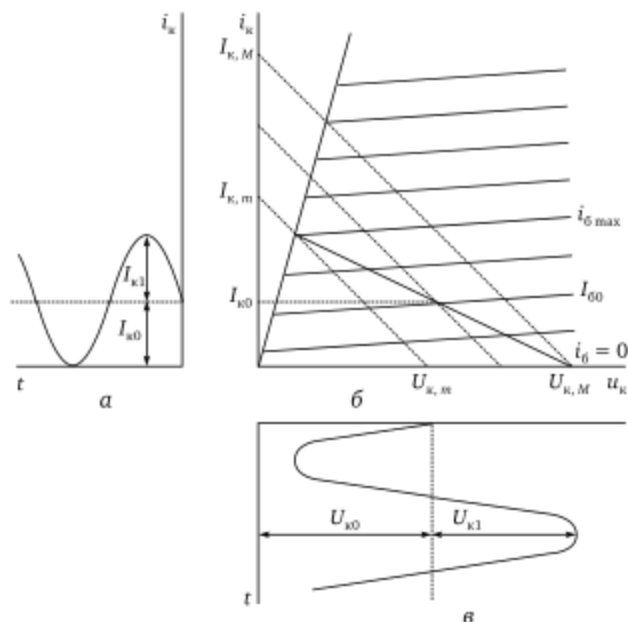


Рис. 6

в соответствии с динамической нагрузочной прямой (сплошная линия на рис. 6, б), что позволяет увеличить амплитуду выходного напряжения усилительного каскада на транзисторе VT_2 при сохранении уровня нелинейных искажений.

Таким образом, вольтодобавка, по сути дела, увеличивает уровень выходного напряжения (или мощности) при сохранении нелинейных искажений, что равносильно снижению нелинейных искажений для исходного уровня выходного напряжения (или мощности).

Глава 2

НЕЛИНЕЙНЫЕ КАСКАДЫ РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ

2.1. Автогенераторы гармонических колебаний

Общие сведения. Автогенератором называют устройство, преобразующее энергию источников постоянного напряжения (тока) в энергию колебаний заданной формы. В отличие от устройств, работающих под воздействием внешних сигналов, автогенераторы работают в режиме самовозбуждения. В схемном отношении автогенератор представляет собой усилитель, охваченный цепью положительной обратной связи. В зависимости от формы выходных колебаний различают автогенераторы гармонических и импульсных колебаний. В дальнейшем рассматриваются автогенераторы гармонических колебаний, которые входят в состав преобразователей частоты радиоприемной аппаратуры.

Основными требованиями, предъявляемыми к автогенераторам, являются:

- диапазон частот генерируемых колебаний;
- характер изменения частоты (дискретный или плавный);
- нестабильность частоты и фазы генерируемых колебаний;
- уровень побочных спектральных составляющих;
- выходное напряжение или мощность при заданной нагрузке.

Принцип работы автогенератора и условия равновесия.

На рис. 1 приведена схема, которая в положении 1 переключателя П представляет собой схему резонансного усилителя с подключенным источником сигналов, а в положении 2 — схему автогенератора с индуктивной обратной связью.

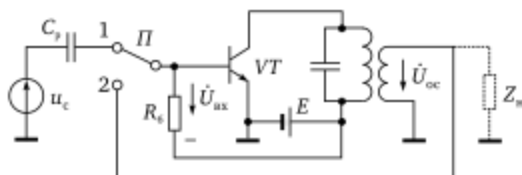


Рис. 1

Рассмотрим **принцип работы автогенератора**, полагая, что переключатель П находится в положении 2. При включении источника питания E в контуре автогенератора возникают колебания, создавая на обмотке обратной связи напряжение \dot{U}_{oc} , которое прикладывается к базе транзистора VT . Входное напряжение \dot{U}_{vx} усиливается транзистором, увеличивая амплитуду колебаний на контуре и напряжения на обмотке обратной связи. На базу транзистора теперь поступает напряжение с большей амплитудой и вновь усиливается, увеличивая амплитуду выходных колебаний и т. д. Идет процесс нарастания амплитуды колебаний с частотой, равной резонансной частоте контура, так как на этой частоте транзистор обеспечивает наибольшее усиление. При большой амплитуде входного напряжения происходит насыщение транзистора, он входит в режим ограничения коллекторного тока, прекращается рост амплитуды колебаний на контуре и автогенератор переходит в *стационарный режим работы*. Ниже приводится более строгое описание процессов, протекающих в автогенераторе.

Прежде всего определим **условия равновесия**. Пусть переключатель П находится в положении 1 и на вход усилителя от источника сигналов \dot{U}_c поступает напряжение \dot{U}_{vx} с частотой ω_0 . Если с помощью витков обмотки связи с контуром и его настройки подобрать амплитуду и начальную фазу напряжения на обмотке, равные амплитуде и начальной фазе входного напряжения ($\dot{U}_{oc} = \dot{U}_{vx}$), и мгновенно перевести переключатель П из положения 1 в положение 2, то, хотя бы в первый момент времени, условия работы транзистора VT не изменятся. Система будет находиться в состоянии динамического равновесия, которое запишем в комплексной форме:

$$\dot{U}_{oc}/\dot{U}_{vx} = \dot{S}_k \dot{K}_{oc} = 1, \quad (1)$$

где \dot{S} — усредненная по первой гармонике крутизна транзистора; \dot{Z}_k — сопротивление колебательного контура; \dot{K}_{oc} — коэффи-

циент передачи цепи обратной связи. При этом $\dot{S}Z_k = \dot{U}_k/\dot{U}_{вх}$; $\dot{K}_{ос} = \dot{U}_{ос}/\dot{U}_k$; \dot{U}_k — напряжение на контуре.

Переписав (1) в виде двух равенств для вещественной и мнимой частей, получим форму условий динамического равновесия в виде *баланса амплитуд* и *баланса фаз*:

$$SZ_k K_{ос} = 1; \varphi_S + \varphi_k + \varphi_{ос} = 0, \quad (2)$$

где S , φ_S , Z_k , φ_k , $K_{ос}$, $\varphi_{ос}$ — соответственно модули и фазовые углы усредненной крутизны, сопротивления контура и коэффициента обратной связи.

Баланс амплитуд представляет собой уравнение $SZ_k K_{ос} = 1$, зависящее от амплитуд токов и напряжений автогенератора, и позволяет определить их значения. Так как фазы зависят от частоты, баланс фаз $\varphi_S + \varphi_k + \varphi_{ос} = 0$ позволяет определить частоту генерируемых колебаний.

Определим *условия устойчивости динамического равновесия* (2) или условия устойчивости амплитуд и фаз, т. е. условия, при которых возможно существование колебаний длительное время после перевода переключателя П из положения 1 в положение 2. Для этого выведем систему из равновесия, как показано на примере механического аналога (рис. 2), придав ей небольшое возмущение, и проследим за ее дальнейшим поведением. Если после возмущения система не возвращается в исходное состояние, то она неустойчива (рис. 2, а), если возвращается (рис. 2, б), — то устойчива.

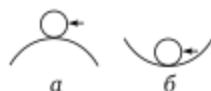


Рис. 2

Условие устойчивости амплитуд. Для выявления этого условия воспользуемся рис. 3, на котором приведены:

- *колебательная характеристика (КХ)*, представляющая собой зависимость амплитуды коллекторного тока транзистора I_k от амплитуды входного напряжения $U_{вх}$ при постоянном напряжении смещения на базе транзистора: $I_k = f(U_{вх})$. Форма КХ зависит от угла отсечки θ входного напряжения;
- *характеристика обратной связи (ХОС)* в виде линейной зависимости амплитуды напряжения обратной связи $U_{ос}$ от амплитуды коллекторного тока транзистора: $U_{ос} = F(I_k)$.

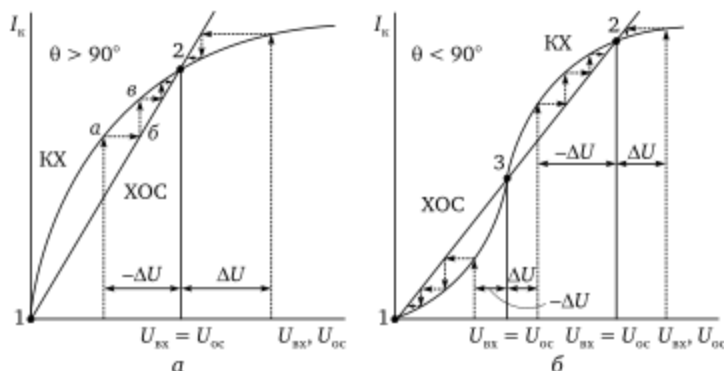


Рис. 3

Колебательная характеристика и характеристика обратной связи (см. рис. 3) могут быть сняты экспериментально в резонансном усилителе. Точками равновесия (1—3) являются точки пересечения КХ и ХОС, в которых $U_{BX} = U_{OC}$. Как очевидно из рис. 3, при $\theta > 90^\circ$ имеются две точки равновесия, при $\theta < 90^\circ$ — три точки.

Для определения устойчивости точек равновесия выведем систему из равновесия путем возмущения входного напряжения на $\pm \Delta U$ и проследим за ее поведением. Например, для проверки устойчивости точки равновесия 2 на рис. 3, а дадим входному напряжению возмущение $-\Delta U$. В этом случае через транзистор начнет протекать ток I_k , соответствующий точке а на колебательной характеристике. Ток I_k создаст напряжение обратной связи U_{OC} , которое соответствует точке б на характеристике обратной связи. Так как в замкнутой системе $U_{OC} = U_{BX}$, через транзистор начнет протекать ток I_k , соответствующий точке в на колебательной характеристике и т. д. по стрелкам, указанным на рис. 3, а. Как очевидно из рис. 3, а, при возмущении на $-\Delta U$ напряжения в точке равновесия 2 протекающие в схеме на рис. 1 процессы возвращают систему в исходную точку 2, а не в точку равновесия 1. При возмущении напряжения в точке равновесия 2 на $+\Delta U$ система также возвращается в исходную точку 2. Следовательно, для $\theta > 90^\circ$ точка 2 является *точкой устойчивого равновесия*, точка 1 — *точкой неустойчивого равновесия*. Поэтому при включении автогенератора достаточно малейшего возмущения, чтобы колебания начали нарастать и система перешла в стационарный режим, соответствующий устойчивой точке динамического равновесия 2. Такой процесс

перехода в режим генерирования колебаний называется мягким самовозбуждением. Из рис. 3, б очевидно, что для $\theta < 90^\circ$ точками устойчивого равновесия являются точки 1 и 2, а точка 3 — точкой неустойчивого равновесия. В этом случае для возбуждения колебаний необходимо начальное возмущение с амплитудой, превышающей амплитуды колебаний, соответствующие точке 3. Такое самовозбуждение (если оно возможно) называют жестким самовозбуждением.

Из рис. 3 следует, что **в точках устойчивого равновесия крутизна ХОС больше крутизны КХ**. В теории самовозбуждения колебаний доказывается, что этот факт равнозначен следующему неравенству:

$$\partial R_{\text{и}} / \partial I_{\text{к}} > 0, \quad (3)$$

т. е. приращение амплитуды тока $I_{\text{к}}$ и внутреннего сопротивления $R_{\text{и}}$ транзистора должны иметь одинаковый знак. Действительно, если при увеличении $I_{\text{к}}$ возрастет внутреннее сопротивление $R_{\text{и}}$, то возрастающее (по сравнению с $R_{\text{и}} = \text{const}$) падение напряжения на нем препятствует росту напряжения на выходе автогенератора. Чем сильнее неравенство (3), тем стабильнее амплитуда колебаний на выходе автогенератора. Таким образом, **устойчивость амплитуды генерируемых колебаний обеспечивается усилительным элементом, внутреннее сопротивление $R_{\text{и}}$ которого имеет одинаковый характер изменения с амплитудой коллекторного тока (3)**.

Мягкое и жесткое самовозбуждение. На рис. 4, б, г приведены зависимости амплитуды коллекторного тока $I_{\text{к}}$ от коэффициента обратной связи $K_{\text{ос}}$ для режимов работы транзистора с углами отсечки $\theta > 90^\circ$ и $\theta < 90^\circ$. Эти зависимости получены путем определения амплитуды тока $I_{\text{к}}$ для $K_{\text{ос}1} < K_{\text{ос}2} < K_{\text{ос}3} < K_{\text{ос}4}$ в точках устойчивого равновесия (рис. 4, а, в) и переноса их на рис. 4, б, г в виде зависимостей $I_{\text{к}} = F(K_{\text{ос}})$. В режиме мягкого самовозбуждения ($\theta > 90^\circ$) при увеличении $K_{\text{ос}}$ происходит плавное нарастание амплитуды $I_{\text{к}}$, начиная со значения $I_{\text{к}} = 0$, которому соответствует коэффициент обратной связи $K_{\text{ос} \min} = K_{\text{ос}1}$. При уменьшении $K_{\text{ос}}$ закон изменения амплитуда коллекторного тока $I_{\text{к}}$ сохраняется. При $\theta < 90^\circ$ существует значение коэффициента обратной связи $K_{\text{ос}3}$, при котором всегда происходит самовозбуждение автогенератора, так как в этом случае имеются лишь две точки равновесия, причем точка равновесия в начале координат является неустойчивой. При самовозбужде-

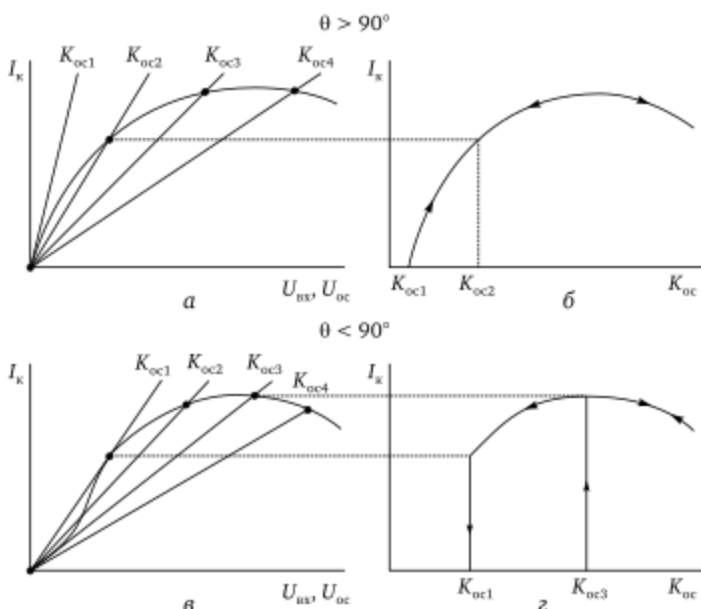


Рис. 4

нии амплитуда коллекторного тока изменяется скачком (рис. 4, 2). С увеличением $K_{oc} > K_{oc3}$ амплитуда I_k остается постоянной или незначительно уменьшается. При уменьшении K_{oc} наблюдается срыв колебаний, когда значение коэффициента обратной связи становится равным K_{oc1} . Для $K_{oc} < K_{oc1}$ имеется лишь одна устойчивая точка равновесия в начале координат, поэтому генерирование колебаний становится невозможным. Таким образом, по сравнению с мягким при жестком самовозбуждении требуется большее значение K_{oc} .

Условие устойчивости фаз. Фазовые углы усредненной крутизны φ_s и коэффициента цепи обратной связи φ_{oc} имеют небольшие значения и практически не зависят от частоты. Поэтому примем $\varphi_s = \varphi_{oc} = 0$. Тогда условие баланса фаз (2) в автогенераторе запишется в виде

$$\varphi_k = 0.$$

В рассматриваемом случае баланс фаз выполняется на резонансной частоте ω_0 колебательного контура автогенератора (рис. 5), т. е. имеется всего лишь одна точка равновесия. В автогенераторах с несколькими контурами (или при учете пара-

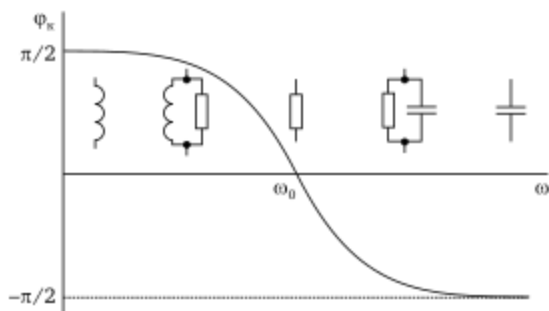


Рис. 5

зитных контуров) может быть несколько точек равновесия. При выявлении условия устойчивости фаз выведем систему из равновесия (т. е. примем $\omega \neq \omega_0$) и определим фазовые соотношения между входным напряжением $\dot{U}_{вх}$ и напряжением обратной связи $\dot{U}_{ос}$. Если $\dot{U}_{ос}$ опережает по фазе $\dot{U}_{вх}$, то энергия во входную цепь автогенератора вносится не в такт с колебаниями, возникшими в контуре, а с некоторым опережением и частота ω генерируемых колебаний будет возрастать. Если же $\dot{U}_{ос}$ отстает по фазе от $\dot{U}_{вх}$, то частота ω генерируемых колебаний будет уменьшаться, поскольку энергия в контур вносится с запаздыванием. Необходимо иметь в виду, что при $\omega < \omega_0$ сопротивление контура имеет активно-индуктивный характер, при $\omega > \omega_0$ — активно-емкостной.

Допустим, что баланс фаз нарушен таким образом, что $\omega < \omega_0$. Представим автогенератор схемой замещения в виде источника тока $S\dot{U}_{вх} = \dot{I}_к$, нагруженного на активно-индуктивное сопротивление контура (рис. 6, а). В этом случае напряжение на контуре $\dot{U}_к$ будет опережать ток $S\dot{U}_{вх} = \dot{I}_к$ на угол $\varphi < 90^\circ$ (рис. 6, б). В силу принятых условий $\varphi_{ос} = 0$, поэтому напряжение обратной связи $\dot{U}_{ос}$ совпадает по фазе с напряжением на контуре $\dot{U}_к$. Так как напряжение обратной связи $\dot{U}_{ос}$ опережает входное напряжение $\dot{U}_{вх}$, **частота ω генерируемых колебаний возрастает**, стремясь вернуться в точку равновесия ω_0 .

Если систему вывести из равновесия так, чтобы выполнялось неравенство $\omega > \omega_0$, то **частота генерируемых колебаний будет уменьшаться**, в чем нетрудно убедиться из рис. 6, в, г. В этом случае напряжение обратной связи $\dot{U}_{ос}$ отстает от входного напряжения $\dot{U}_{вх}$ и энергия во входную цепь автогенератора поступает с запаздыванием.

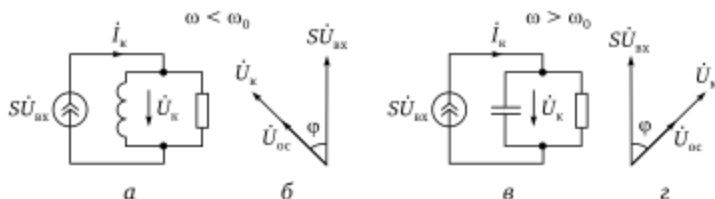


Рис. 6

Таким образом, в обоих случаях при нарушении равновесия частота ω генерируемых колебаний стремится вернуться в точку равновесия ω_0 . Следовательно, точка является точкой устойчивого равновесия. Проходящая через эту точку фазовая характеристика имеет отрицательный наклон, т. е. условием устойчивости фаз (или частоты генерируемых колебаний) является следующее неравенство:

$$\partial \varphi_k / \partial \omega < 0. \quad (4)$$

Из изложенного следует, что **устойчивость фаз обеспечивает колебательный контур, имеющий в точке равновесия отрицательную крутизну фазочастотной характеристики**. Чем сильнее неравенство (4), тем стабильнее частота генерируемых колебаний.

Основные механизмы нестабильности частоты. Баланс фаз (2) выполняется на частоте генерируемых колебаний. Как указывалось выше, фазовые углы усредненной крутизны φ_S и цепи обратной связи φ_{oc} имеют небольшие значения и практически не зависят от частоты. Поэтому обозначим $\varphi_S + \varphi_{oc} = -\varphi$. Тогда баланс фаз (2) в автогенераторе запишется в виде

$$\varphi_k = -\varphi. \quad (5)$$

Изменение одного из фазовых углов в (5) приведет к изменению частоты генерируемых колебаний, так как на генерируемой частоте баланс нарушится и будет выполняться на другой частоте. Рассмотрим три характерных случая влияния изменения фазовых углов на частоту генерируемых колебаний.

Влияние абсолютного значения φ на нестабильность частоты. Допустим, что φ_1 и φ_2 изменяются на одинаковую величину $\Delta\varphi$, причем $\varphi_1 > \varphi_2$. В этом случае, как следует из рис. 7, д, большему абсолютному значению угла φ соответствует большее изменение частоты генерируемых колебаний, т. е. $\Delta\omega_1 > \Delta\omega_2$. Это объясняется меньшей крутизной фазочастотной характеристики контура при больших значениях φ .

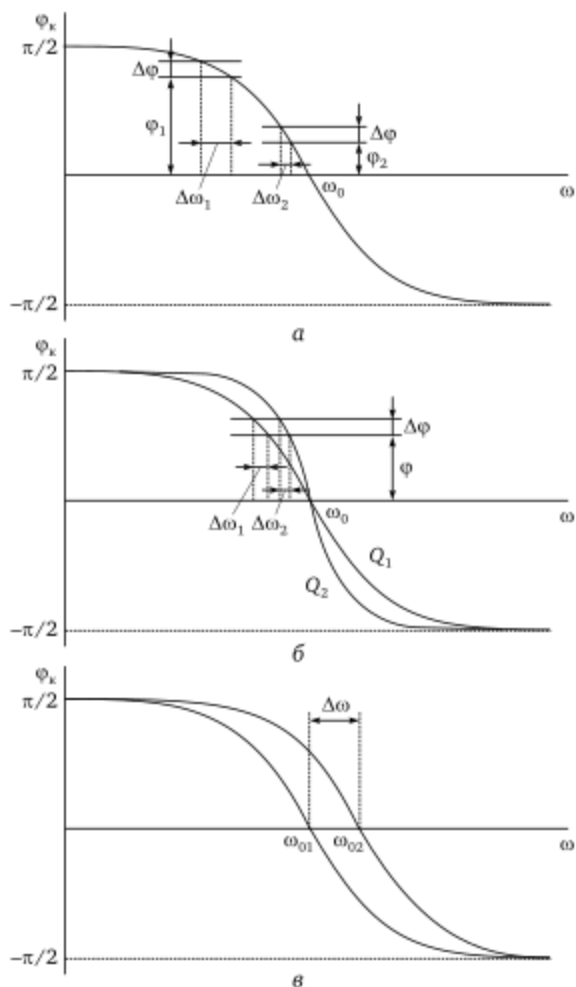


Рис. 7

Влияние добротности колебательного контура на неустойчивость частоты. На рис. 7, б показано, что при изменении фазового угла φ на $\Delta\varphi$ большие отклонения частоты генерируемых колебаний наблюдаются при меньшей добротности контура, т. е. при условии $Q_2 > Q_1$ для отклонений частоты выполняется неравенство $\Delta\omega_1 > \Delta\omega_2$.

Влияние параметров контуров на неустойчивость частоты. При $\varphi = 0$ частоты генерируемых автогенератором колебаний совпадают с резонансной частотой колебательного

контура. Изменение параметров контуров (L , C) приводит к изменению частоты генерируемых колебаний. Это обусловлено, как очевидно из рис. 7, в, смещением фазочастотной характеристики контура. Генерируемые частоты и абсолютный уход частоты определяются по формулам:

$$\omega_{01} = \frac{1}{\sqrt{LC}}; \quad \omega_{02} = \frac{1}{\sqrt{(L + \Delta L)(C + \Delta C)}} \approx \frac{1}{\sqrt{LC}} \left(1 - \frac{\Delta L}{2L} - \frac{\Delta C}{2C} \right);$$

$$\Delta\omega = \omega_{01} - \omega_{02} = \frac{\Delta L}{2L} + \frac{\Delta C}{2C}.$$

Таким образом, **для повышения стабильности частоты необходимо:**

- уменьшать абсолютное значение $\varphi = -(\varphi_s + \varphi_{oc})$;
- увеличивать добротность колебательной системы автогенератора;
- повышать эталонные свойства контуров.

Принципы построения схем автогенераторов. Как уже указывалось выше, в схемном отношении автогенератор представляет собой усилитель, охваченный цепью положительной обратной связи. В радиоприемных устройствах, как правило, используются одноконтурные автогенераторы. Поэтому принципы построения автогенераторов рассмотрим на примере обобщенной трехточечной схемы, в которой колебательный контур, составленный из трех реактивных сопротивлений X_1 , X_2 , X_3 , тремя точками подключается к неинвертирующему или инвертирующему усилителю. Для простоты в качестве усилителей выбраны каскады с ОБ (рис. 8) и ОЭ (рис. 9). В литературе обычно рассматривается второй случай. Мысленно разомкнув входную цепь транзисторов (X на рис. 8, а и 9, а), выявим характер сопротивлений, при которых выполняется баланс фаз, т. е. напряжение, поступающее по цепи обратной связи на вход усилителя, совпадает по фазе с входным напряжением. Для колебательного контура на резонансной частоте сумма всех реактивных сопротивлений равна нулю:

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0. \quad (6)$$

Так как сопротивление X_1 значительно меньше сопротивлений X_2 и X_3 , выражение (6) можно представить в виде

$$X_2 \approx -X_3. \quad (7)$$

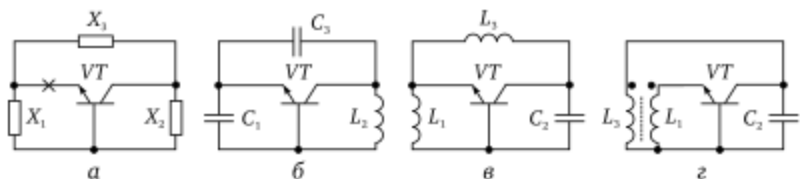


Рис. 8

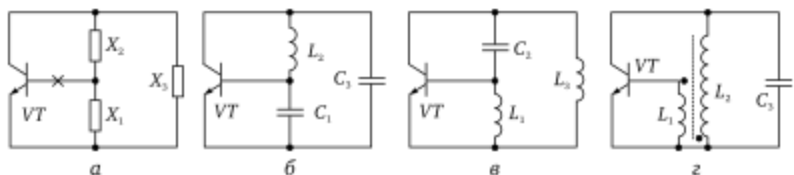


Рис. 9

Как следует из равенства (7), сопротивления X_2 и X_3 должны иметь разные знаки. В схеме неинвертирующего усилителя с ОБ (рис. 8, а) напряжение с выхода поступает на вход через делитель, составленный из сопротивлений X_3 , X_1 , поэтому сопротивления X_3 и X_1 должны иметь одинаковый знак. В схеме инвертирующего усилителя с ОЭ (рис. 9, а) напряжение с выхода поступает на вход через делитель, составленный из сопротивлений X_2 , X_1 , который должен обеспечивать фазовый сдвиг между входным и выходным напряжениями 180° , поэтому сопротивления X_2 и X_1 должны иметь разные знаки. Таким образом, независимо от типа усилителя, на основе которого строится автогенератор, **для выполнения фазовых условий сопротивления контура X_1 и X_2 , X_2 и X_3 должны иметь разные знаки, а X_3 и X_1 — одинаковый знак.**

На рис. 8, б и 9, б изображены схемы автогенераторов (по переменному току) с емкостной связью, а на рис. 8, в и 9, в — с автотрансформаторной связью, построенные на основе усилителей с ОБ и ОЭ. Вид связи определяется характером сопротивления, включенного между базой и эмиттером транзистора. Так как в автогенераторе выход усилителя соединен со входом (т. е. усилитель как таковой исчезает), приведенные схемы имеют одинаковый вид. Отличие наблюдается лишь в схемах автогенераторов с индуктивной связью, изображенных на рис. 8, г и 9, г.

На рис. 10 в качестве примера приведены практические варианты схем автогенераторов с LC-контурами.

На рис. 10, а изображена схема автогенератора с емкостной связью, построенная на основе усилительного каскада с ОБ,

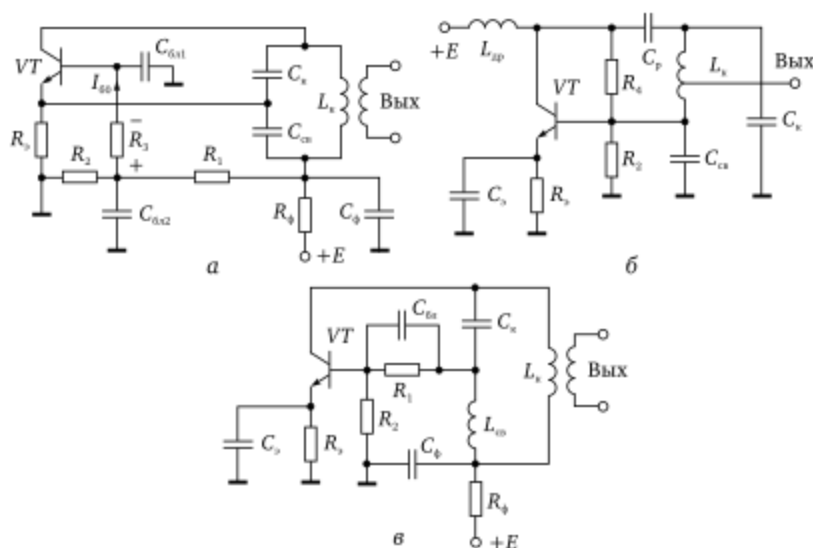


Рис. 10

в котором база транзистора VT соединена с общей точкой с помощью блокировочного конденсатора $C_{бл1}$, имеющего весьма малое сопротивление на частоте генерируемых колебаний. Резисторы R_1 — R_3 , R_3 обеспечивают режим работы по постоянному току базовой цепи транзистора. Их сопротивления подобраны таким образом, чтобы:

- в начальный момент, для выполнения условий самовозбуждения рабочая точка располагалась на участке характеристики $i_k = f(u_{бэ})$ с большой крутизной;
- в стационарном режиме для уменьшения средней крутизны и повышения стабильности амплитуды генерируемых колебаний рабочая точка соответствовала напряжению смещения $E_{бэ} < 0$. Для этой цели в схему дополнительно введены резистор и блокировочный конденсатор $C_{бл2}$.

Фильтр, составленный из резистора $R_ф$ и конденсатора $C_ф$, служит для развязки автогенератора от других каскадов по цепи питания.

На рис. 10, б приведена схема автогенератора с емкостной связью, построенная на основе усилительного каскада с ОЭ. Отличительной особенностью схемы является то, что в ней:

- осуществляется параллельное питание коллекторной цепи через дроссель $L_{др}$, так как реализации последовательного пи-

тания препятствуют конденсаторы $C_{св}$ и $C_{к}$. Замена дросселя на резистор невозможна из-за уменьшения добротности колебательного контура, приводящего к увеличению неустойчивости частоты;

- используется *разделительный конденсатор* C_p , чтобы отсоединить по постоянному току базу транзистора от источника питания $+E$;
- резистор R_3 , шунтированный конденсатором C_3 , используется только для создания напряжения смещения на базе транзистора. В стационарном режиме напряжение смещения увеличивается за счет базовых токов, протекающих через R_3 .

В схеме автогенератора с автотрансформаторной связью (рис. 10, в) используется последовательное питание как коллекторной, так и базовой цепи.

Кварцевые автогенераторы. Выше указывалось на то, что для повышения стабильности частоты генерируемых колебаний необходимо увеличивать добротность контуров и повышать эталонные свойства (постоянство параметров L и C). Этим требованиям в большей степени, чем LC -контуры, удовлетворяют кварцевые резонаторы, добротность которых составляет десятки и сотни тысяч, а размеры кварцевой пластины (по сути дела L и C) остаются практически постоянными при изменении температуры, давления и других дестабилизирующих факторов.

Использование кварца в качестве колебательной системы в автогенераторе базируется на пьезоэлектрическом эффекте. Суть эффекта состоит в том, что под действием высокочастотного напряжения, приложенного к металлическим обкладкам резонатора, возникают упругие механические слабозатухающие колебания. На рис. 11 приведены графическое обозначение

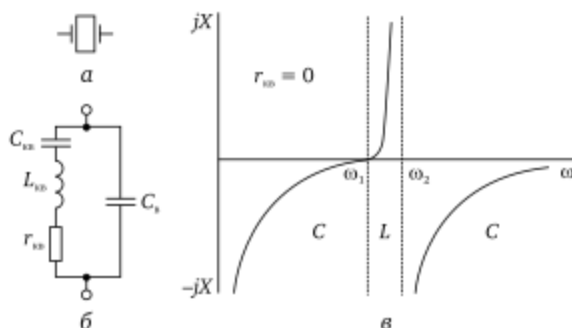


Рис. 11

кварцевого резонатора, его электрическая схема замещения в виде колебательного контура и зависимость сопротивления от частоты. Как очевидно из рис. 11, в, кварцевый резонатор имеет две резонансные частоты. Первая из них соответствует последовательному резонансу, вторая — параллельному резонансу, обусловленному наличием емкости C_B выводов кварцедержателя. Эти частоты близки друг к другу.

При построении схем автогенераторов кварц используется как:

- индуктивность L трехточечной схемы на генерируемых частотах, удовлетворяющих неравенству $\omega_1 < \omega < \omega_2$. В качестве емкости кварц использовать нецелесообразно, так как при выходе из строя кварца автогенератор может продолжать работать, генерируя совсем другую частоту;

- последовательный контур на частоте ω_1 в цепи обратной связи.

При построении автогенераторов по трехточечной, так называемой осцилляторной, схеме кварц может быть включен между коллектором и базой (емкостная трехточечная схема), между базой и эмиттером, коллектором и эмиттером (автотрансформаторная трехточечная схема). На практике чаще всего используется емкостная трехточечная схема (рис. 12, а). Она отличается конструктивной простотой (на требует дополнительных индуктивностей), легкостью настройки и наиболее высокой стабильностью частоты (кварц не шунтируется, как в других схемах, сопротивлением).

Использование кварца в качестве последовательного контура основано на том, что модуль его сопротивления при отклонении от резонансной частоты резко возрастает. Поэтому при включении кварца в цепь обратной связи положительная связь существует только на частотах, близких к ω_1 . Схема автогенератора с использованием кварца в качестве последовательного

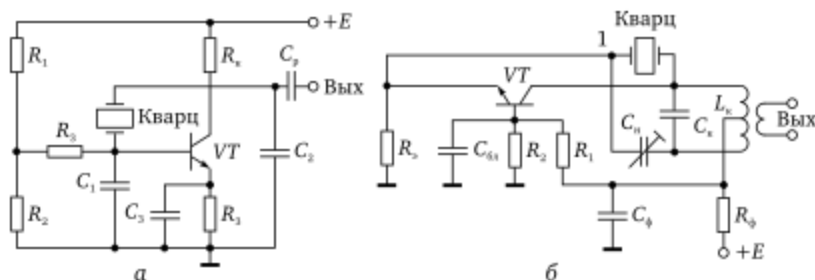


Рис. 12

контура приведена на рис. 12, б. Автогенератор построен на основе неинвертирующего усилительного каскада с ОБ. Поэтому кварц включен непосредственно между выходом и входом усилителя. В схеме нейтрализовано вредное действие емкости C_B выводов кварцедержателя, из-за которой возможно генерирование паразитных колебаний на очень высоких частотах ω , так как $\lim_{\omega \rightarrow \infty} 1/(\omega C_B) \rightarrow 0$. При выборе емкости нейтрализации $C_H = C_B$ через C_H и C_B кварцевого резонатора протекают токи, создаваемые противофазными напряжениями полуобмоток контурной катушки индуктивности L_K . Эти токи вычитаются в узле 1 и не попадают во входную цепь транзистора.

2.2. Перемножители аналоговых сигналов

О способах перемножения аналоговых сигналов. *Перемножители аналоговых сигналов (ПАС) предназначены для получения выходного сигнала в виде произведения двух изменяющихся во времени входных напряжений u_1 и u_2 : $u_{\text{вых}} = K_M u_1 u_2$, где $K_M = \text{const}$ — масштабный коэффициент.* В радиотехнических применениях ПАС перемножаемыми сигналами являются гармонические функции с постоянными или медленно меняющимися амплитудой, частотой, фазой. В качестве результата перемножения используется составляющая с разностной или суммарной частотой. Аналоговые перемножители обеспечивают минимальное количество побочных спектральных составляющих, поэтому служат основой для построения широкого класса различных функциональных узлов радиоэлектронной аппаратуры: преобразователей и умножителей частоты, амплитудных, фазовых и частотных модуляторов и детекторов, синтезаторов частот и др.

Рассмотрим некоторые способы перемножения аналоговых сигналов.

Способ перемножения с использованием операций логарифмирования и антилогарифмирования. Он реализуется с помощью операционных усилителей по следующему алгоритму (рис. 1):

- сигналы u_1 и u_2 с помощью логарифмирующих схем на операционных усилителях DA_1 , DA_2 преобразуются в напряжения, пропорциональные логарифмам $U \ln k u_1$, $U \ln k u_2$, где k — коэффициент, имеющий размерность $1/\text{В}$;

- в схеме на операционном усилителе DA_3 осуществляется сложение полученных напряжений $U \ln ku_1$, $U \ln ku_2$, в результате чего формируется напряжение, пропорциональное логарифму произведения двух сигналов $U \ln k^2 u_1 u_2$;

- с помощью схемы на операционном усилителе DA_4 выполняется операция антилогарифмирования и на ее выходе получается напряжение, пропорциональное произведению двух сигналов $U k^2 u_1 u_2$.

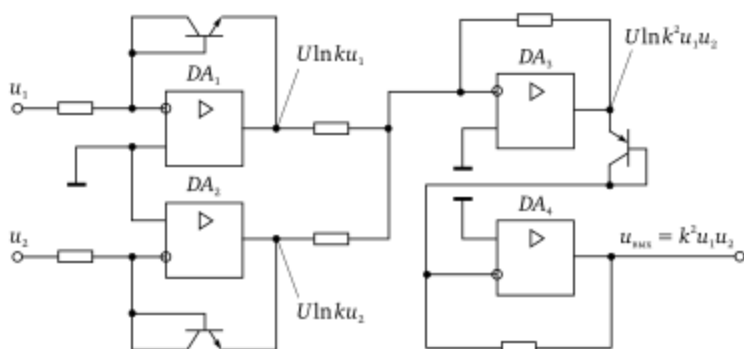


Рис. 1

Способ перемножения аналоговых сигналов на нелинейных элементах. Этот способ находит наиболее широкое применение при построении функциональных узлов радиоэлектронной аппаратуры и имеет различные схемные реализации.

В простейшем случае используется один нелинейный элемент с характеристикой в виде степенного ряда или полинома

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + a_3 u^3 + \dots \quad (1)$$

Если на такой элемент подать сумму перемножаемых напряжений $u = u_1 + u_2$, то в отклике тока будут присутствовать составляющие вида $C_{mn} u_1^m u_2^n$, где $C_{mn} = \text{const}$; $m, n = 0, 1, 2, 3, \dots$. Помимо полезного продукта ($m = n = 1$) в отклике тока содержатся побочные составляющие. Для снижения их уровня принимают следующие меры:

- уменьшают амплитуды перемножаемых сигналов $|u_1|_{\text{max}}$, $|u_2|_{\text{max}}$, чтобы устранить влияние членов характеристики (1) со степенями выше третьей;
- используют несколько (два, четыре) нелинейных элементов для компенсационного подавления токов, создаваемых линейным членом $a_1 u$ характеристики (1);

- на выходе перемножителя включают фильтры, если требуется выделить только составляющие с разностной или суммарной частотой перемножаемых сигналов.

Однако принятые меры не позволяют устранить в отклике тока составляющие $a_2 u_1^2$ и $a_2 u_2^2$. Более совершенными перемножителями на нелинейных элементах являются устройства, имеющие отдельные входы для перемножаемых сигналов. Проиллюстрируем особенности такого перемножителя на примере дифференциального каскада (ДК) с генератором стабильного тока, схема которого изображена на рис. 2. Воспользуемся выражениями (4) для коллекторных токов транзисторов ДК, полученными в параграфе 1.6. Выходное напряжение ДК определяется как разность напряжений на коллекторных резисторах:

$$u_{\text{вых}} = R_K(I_{K1} - I_{K2}) = \alpha_0 I_0 R_K \text{th}(0,5 u_1 / \varphi_T). \quad (2)$$

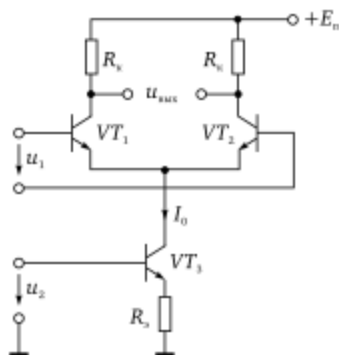


Рис. 2

Полагаем, что напряжение u_2 значительно превышает напряжение на переходе база эмиттер транзистора VT_3 . Тогда ток

$$I_0 \approx u_2 / R_3. \quad (3)$$

После подстановки (3) в (2) получаем

$$u_{\text{вых}} = \alpha_0 R_K \text{th}(0,5 u_1 / \varphi_T) u_2 / R_3. \quad (4)$$

Как очевидно из выражения (4), рассматриваемое техническое решение не позволяет реализовать идеальное перемножение входных напряжений, так как гиперболический тангенс является нелинейной функцией. Представив гиперболический тангенс в виде степенного ряда:

$$\text{th} x = x - x^3/3 + \dots = x(1 - x^2/3 + \dots),$$

найдем условие, при котором $\text{th}x \approx x = 0,5u_1/\varphi_T$:

$$(0,5u_1/\varphi_T)^2/3 \ll 1. \quad (5)$$

При выполнении (5) выражение (4) принимает вид

$$u_{\text{вых}} \approx \frac{\alpha_0 R_K}{2\varphi_T R_3} u_1 u_2, \quad (6)$$

соответствующий идеальному перемножению.

Способ перемножения с использованием параметрического четырехполюсника. Если на вход четырехполюсника действует напряжение u_1 , а коэффициент передачи изменяется по закону напряжения u_2 : $K = K_0(1 + ku_2)$, то напряжение на выходе четырехполюсника

$$u_{\text{вых}} = Ku_1 = K_0 u_1 (1 + ku_2)$$

содержит составляющую, пропорциональную произведению $u_1 \cdot u_2$.

В качестве параметрического четырехполюсника можно использовать дифференциальный каскад с генератором стабильного тока (рис. 2), так как его коэффициент передачи зависит от крутизны передаточной характеристики. Пользуясь выражением (5) из параграфа 1.6 и учитывая, что коэффициент передачи ДК равен удвоенному произведению крутизны S передаточной характеристики на R_K , получаем следующее выражение для выходного напряжения:

$$u_{\text{вых}} = 2SR_K u_1 = \frac{\alpha_0 I_0 R_K}{2\varphi_T \text{ch}^2(0,5u_1/\varphi_T)} u_1. \quad (7)$$

После подстановки (3) в (7) выражение для выходного напряжения приобретает вид

$$u_{\text{вых}} = \frac{\alpha_0 R_K}{2\varphi_T R_3 \text{ch}^2(0,5u_1/\varphi_T)} u_1 u_2. \quad (8)$$

Как очевидно из выражения (8), рассматриваемый способ не позволяет реализовать идеальное перемножение входных напряжений, так как гиперболический косинус является нелинейной функцией. Представив гиперболический косинус в виде степенного ряда

$$\text{ch}^2 x = (1 + x^2/2! + \dots)^2 = 1 + x^2 + \dots,$$

найдем условие, при котором $\text{ch}^2 x \approx 1$:

$$(0,5u_1/\varphi_T)^2 \ll 1. \quad (9)$$

При выполнении условия (9) выходное напряжение (8) перемножителя принимает также вид (6), соответствующий идеальному перемножению двух сигналов.

В заключение отметим, что:

- параметрический способ перемножения, по сути дела, отражает другой возможный подход к моделированию ПАС, так как параметрические четырехполюсники всегда реализуются на нелинейных элементах;

- моделирование ПАС параметрическим четырехполюсником дает результаты (7), отличающиеся от результатов (4), полученных при рассмотрении этой же схемы как перемножителя на нелинейных элементах;

- наиболее высокую точность перемножения обеспечивает способ с использованием операций логарифмирования и антилогарифмирования, однако он реализуется на операционных усилителях, выполненных в виде самостоятельных интегральных схем. По этой причине в дальнейшем рассматриваются ПАС на основе дифференциальных каскадов, которые образуют самостоятельный класс интегральных схем.

Двойные балансные схемы ПАС. Узкий динамический диапазон, определяемый условиями (5), (9), является одним из недостатков рассмотренного перемножителя на дифференциальном каскаде с генератором стабильного тока, выполненного по схеме на рис. 2. Другой недостаток состоит в том, что напряжение u_2 содержит постоянную составляющую. Поэтому в результате перемножения выходной сигнал всегда содержит составляющую напряжения, пропорциональную u_1 . Для устранения второго из указанных недостатков перемножители строят на двух ДК, включенных по балансной (дифференциальной) схеме (рис. 3). Определим выходное напряжение такого ПАС.

Запишем выражения для токов $I_1 + I_6$ по аналогии с выражениями (4) из параграфа 1.6:

$$I_5 = 0,5\alpha_0 I_0 [1 + \text{th}(0,5u_2/\varphi_T)]; \quad (10)$$

$$I_6 = 0,5\alpha_0 I_0 [1 - \text{th}(0,5u_2/\varphi_T)];$$

$$I_1 = 0,5\alpha_0 I_5 [1 + \text{th}(0,5u_1/\varphi_T)]; \quad (11)$$

$$I_2 = 0,5\alpha_0 I_5 [1 - \text{th}(0,5u_1/\varphi_T)];$$

$$I_3 = 0,5\alpha_0 I_6 [1 + \text{th}(0,5u_1/\varphi_T)]; \quad (12)$$

$$I_4 = 0,5\alpha_0 I_6 [1 - \text{th}(0,5u_1/\varphi_T)].$$

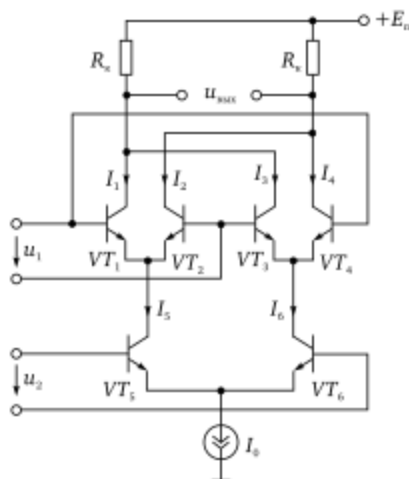


Рис. 3

Выразим напряжение на выходе перемножителя через токи $I_1—I_4$ (рис. 3):

$$u_{\text{вых}} = [(I_1 + I_3) - (I_4 + I_2)]R_K = [(I_1 - I_2) - (I_4 - I_3)]R_K. \quad (13)$$

Подставив в (13) сначала (11), (12), а затем (10), получим

$$u_{\text{вых}} = \alpha_0^2 I_0 R_K \frac{u_1}{2\varphi_T} \text{th} \frac{u_2}{2\varphi_T}. \quad (14)$$

При выполнении (5) выражение (14) приобретает вид

$$u_{\text{вых}} = \frac{\alpha_0^2 I_0 R_K u_1 u_2}{4\varphi_T^2}. \quad (15)$$

Следует отметить, что в (14), (15) напряжения u_1 и u_2 не содержат постоянных составляющих. Поэтому на выходе таких перемножителей отсутствуют переменные составляющие с частотами перемножаемых сигналов, что облегчает фильтрацию выходного напряжения в функциональных узлах, построенных на основе перемножителей. Такие перемножители называют *четырёхквadrантными*, так как позволяют перемножать входные напряжения любого знака.

Рассмотрим схему на рис. 4, особенностью которой является то, что в перемножителе используются два генератора стабильного тока, а между эмиттерами транзисторов VT_5 , VT_6 включен резистор R_3 .

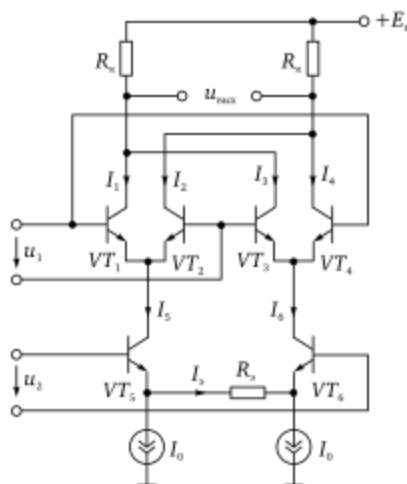


Рис. 4

Запишем выражение для тока I_3 , протекающего через резистор R_3 , в предположении, что падение напряжение на нем значительно больше $2U_{\text{бэ}}$:

$$I_3 = u_2 / R_3.$$

Тогда выражения для коллекторных токов транзисторов VT_5 , VT_6 запишутся в виде

$$\begin{aligned} I_5 &= \alpha_0(I_0 + I_3) = \alpha_0(I_0 + u_2/R_3 I_3); \\ I_6 &= \alpha_0(I_0 - I_3) = \alpha_0(I_0 - u_2/R_3 I_3). \end{aligned} \quad (16)$$

Использував (13), (11), (12), (16), получаем выражение для выходного напряжения перемножителя:

$$u_{\text{вых}} = \alpha_0^2 \text{th}(0,5u_1/\varphi_T) u_2 R_K / R_3. \quad (17)$$

Как следует из сопоставления (17) с (14), введение двух генераторов стабильного тока и включение резистора R_3 между эмиттерами транзисторов VT_5 , VT_6 , повышает качество перемножения для сигнала u_2 .

Рассмотренные схемы перемножителей осуществляют перемножение переменных сигналов (без постоянной составляющей), однако не обеспечивают высокой точности перемножения сигналов с большими амплитудами. Для повышения уровня перемножаемых сигналов в перемножитель вводят дополнительную ступень, выполняющую операцию логарифмирования. Схема двухступенчатого ПАС приведена на рис. 5. Первая сту-

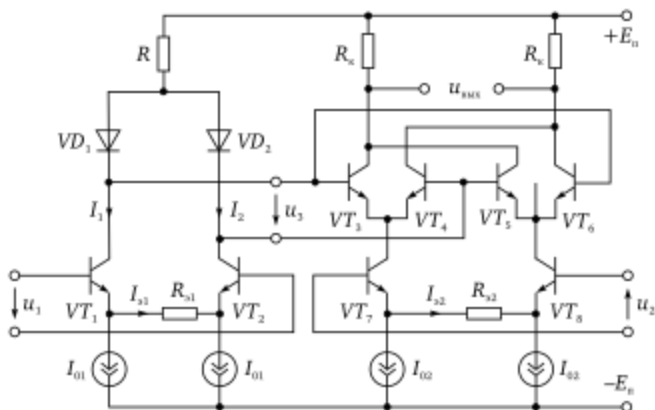


Рис. 5

пень выполнена на транзисторах VT_1, VT_2 , в коллекторной цепи которых включены диоды VD_1, VD_2 с двумя генераторами стабильного тока I_{01} . В качестве второй ступени используется рассмотренная выше схема (см. рис. 4) перемножителя.

По аналогии с (17) запишем выражение выходного напряжения при перемножении напряжений $u_2 \cdot u_3$ во второй ступени:

$$u_{\text{вых}} = \alpha_0^2 \text{th}(0,5u_3/\varphi_T) u_2 R_K / R_3. \quad (18)$$

Протекающие через полупроводниковые диоды VD_1, VD_2 токи можно выразить, с одной стороны, через эмиттерные токи транзисторов VT_1, VT_2 , с другой стороны — через напряжения на диодах:

$$\begin{cases} I_1 = a_0(I_{01} + I_{31}) = a_0(I_{01} + u_1/R_{31}) = I_T \exp(U_{VD1}/\varphi_T), \\ I_2 = a_0(I_{01} - I_{31}) = a_0(I_{01} - u_1/R_{31}) = I_T \exp(U_{VD2}/\varphi_T), \end{cases} \quad (19)$$

где I_T — тепловой обратный ток диода.

С помощью (19) определяем напряжения на диодах:

$$U_{VD1} = \varphi_T \ln[a_0(I_{01} + u_1/R_{31})/I_T];$$

$$U_{VD2} = \varphi_T \ln[a_0(I_{01} - u_1/R_{31})/I_T].$$

Напряжение на выходе первой ступени определяется как разность напряжений на полупроводниковых диодах VD_1, VD_2 :

$$u_3 = U_{VD1} - U_{VD2} = \varphi_T \ln \frac{1 + u_1/(R_{31}I_{01})}{1 - u_1/(R_{31}I_{01})}. \quad (20)$$

После подстановки (20) в (18) получим с учетом того, что

$$\operatorname{th}\left(0,5 \ln \frac{1+\beta}{1-\beta}\right)=\beta,$$

следующее выражение для напряжения на выходе двухступенчатого перемножителя:

$$u_{\text{вых}} = \frac{\alpha_0^2 R_K}{R_1 R_2 I_{01}} u_1 u_2. \quad (21)$$

Как следует из (21), использование логарифмирующего преобразователя в качестве первой ступени перемножителя позволяет расширить его динамический диапазон.

Общие сведения об интегральных ПАС. Следует выделить два вида микросхем аналоговых перемножителей: перемножители общего применения и инструментальные перемножители [22].

Перемножители общего применения выполняются по простой схеме, имеют низкую точность перемножения и линейность характеристик до напряжений сигналов не более 10 мВ. Один из дифференциальных входов перемножителя носит название сигнального, другой — опорного. **Основными параметрами** перемножителей общего применения являются:

- *рабочий диапазон частот* (от 0 до предельной частоты в несколько сотен мегагерц, на которой ослабление входного и опорного сигналов, проникающих на выход перемножителя, ниже нормы);
- *крутизна преобразования* при заданной амплитуде опорного напряжения, представляющая собой следующее отношение: $S_{\Pi} = I_{\text{вых1}}/U_{\text{вхс}}$, где $I_{\text{вых1}}$ — амплитуда первой гармоники выходного тока преобразованной частоты; $U_{\text{вхс}}$ — амплитуда напряжения входного сигнала синусоидальной формы;
- *крутизна передачи* входного ($S_c = I_{\text{выхс}}$) и опорного ($S_0 = I_{\text{выхо}}/U_{\text{вхо}}$) сигналов;
- *коэффициенты ослабления* входного ($K_{\text{осс}} = S_c/S_{\Pi}$) и опорного ($K_{\text{осо}} = S_0/S_{\Pi}$) сигналов;
- *коэффициент шума* по сигнальному входу;
- *максимальные допустимые значения* входного ($U_{\text{сmax}}$) и опорного ($U_{\text{оmax}}$) сигналов;
- *входное сопротивление*.

Инструментальные перемножители имеют высокую точность перемножения и узкий рабочий диапазон частот (не бо-

лее единиц мегагерц). Их основные области применения — аналоговые ЭВМ и обработка низкочастотных сигналов. Наиболее важными **параметрами инструментальных перемножителей** являются:

- масштабный коэффициент $K_M = \partial^2 u_{\text{вых}} / \partial u_1 \partial u_2$. Обычно $K_M = 0,1 \text{ 1/V}$, тогда при $u_1 = u_2 = 10 \text{ В}$ выходное напряжение $u_{\text{вых}} = 10 \text{ В}$;

- максимальные значения входного и выходного напряжения (обычно 10—15 В), при которых точность умножения $\Delta = (u_{\text{вых}} - K_M u_1 u_2) / u_{\text{вых}}$ не хуже заданной;

- параметры, приведенные выше для перемножителей общего применения;

- параметры, характерные для операционных усилителей (входной ток смещения, разность входных токов смещения, напряжение смещения и др.).

Параметры некоторых интегральных перемножителей приведены в табл. 1.

Таблица 1

ПАС	$E_{\text{пит}}$ В	$P_{\text{пот}}$ мВт	$R_{\text{вх}}$ МОм	$C_{\text{вх}}$ пФ	$R_{\text{вых}}$ кОм	$S_{\text{п}}$ мА/В	$f_{\text{гр}}$ МГц	$K_{\text{ос с}}$ дБ	$K_{\text{ос о}}$ дБ	Δ , %	$U_{\text{мах}}$, $U_{\text{эфф}}$	$F_{\text{ш}}$ дБ
K525ПC1	±15	170	20	—	20	—	1	46	46	±2	—	—
K526ПC1	6	30	—	7	—	5	40	8	65	—	0,7	—
K174ПC1	9	22	—	6	—	4,5	220	30	24	—	1	8
K174ПC4	6	60	—	—	—	4,5	1000	20	20	—	0,5	12
K174ПК1	±6	130	—	—	—	1,2	50	30	—	—	—	—

Примечание. $U_{\text{мах}} = U_{\text{смах}} = U_{\text{омах}}$.

Интегральные ПАС и их применение. На рис. 6 приведена схема **двойного балансного смесителя**, построенная на интегральном перемножителе **K174ПC4**.

Перемножительным узлом микросхемы являются два ДУ с перекрестными связями на транзисторах VT_1, VT_3, VT_4, VT_6 . На базы спаренных транзисторов подаются опорные напряжения с входов смесителя $V_{x_{o2}}, V_{x_{o2}}$ через конденсаторы C_1, C_2 . Напряжения сигнала поступают на базы транзисторов VT_2, VT_5 с сигнальных входов $V_{x_{c1}}, V_{x_{c2}}$ через конденсаторы C_3, C_4 и изменяют эмиттерные токи транзисторов перемножительного узла. Резисторы R_2, R_3 позволяют увеличить крутизну преобразования. Стабилизатор напряжения на резисторе R_9 и диодах

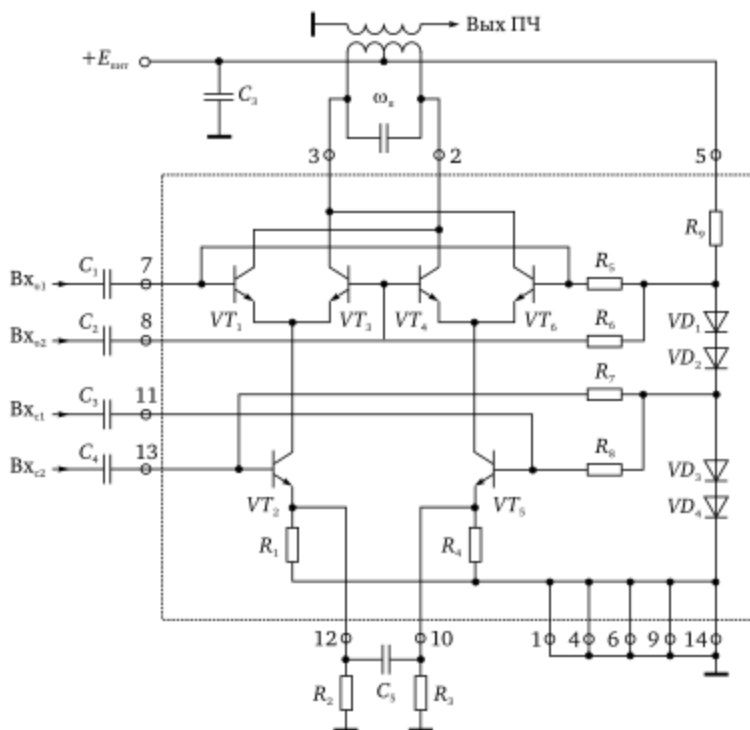


Рис. 6

$VD_1 — VD_4$ совместно с резисторами $R_5 — R_8$ задает режим работы смесителя по постоянному току и обеспечивает его стабильность. Нагрузкой смесителя служит колебательный контур, настроенный на промежуточную частоту, равную разности частот опорного напряжения и сигнала.

На рис. 7 приведено **типовое включение микросхемы K526ПC1**, используемой как перемножитель двух сигналов. Ее отличие от микросхемы **K174ПC4** проявляется в том, что генераторы стабильного тока выполнены на транзисторах (VT_3, VT_7). Входы микросхемы задействованы для несимметричной подачи опорного напряжения и сигнала. Выходное напряжение снимается с резисторов $R_{\text{ю}}$ включенных в коллекторные цепи транзисторов перемножительного узла.

С помощью внутреннего стабилизатора на резисторах R_{11}, R_{12} , диодах $VD_1 — VD_5$ вместе с резисторами $R_5 — R_{10}$ задается режим работы смесителя по постоянному току и обеспечивается его стабильность.

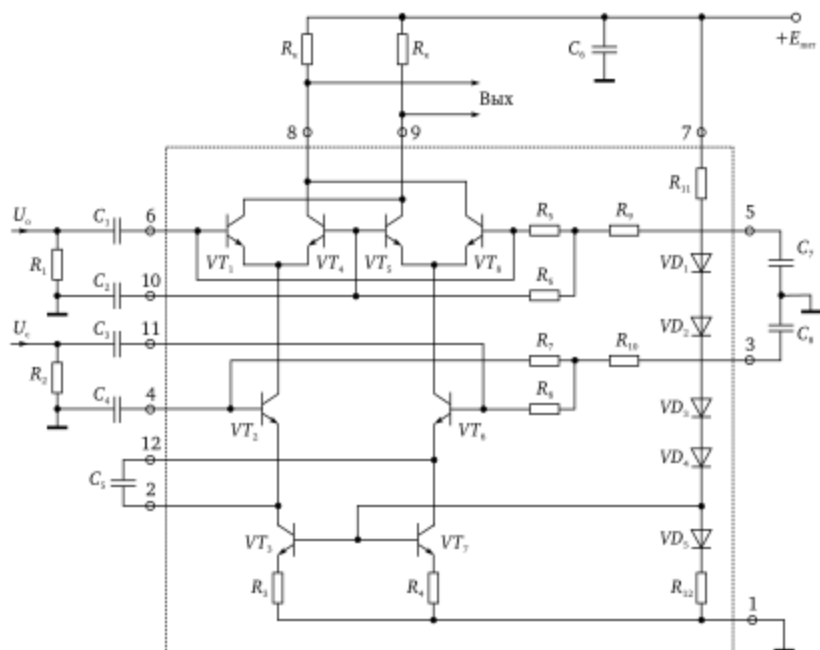


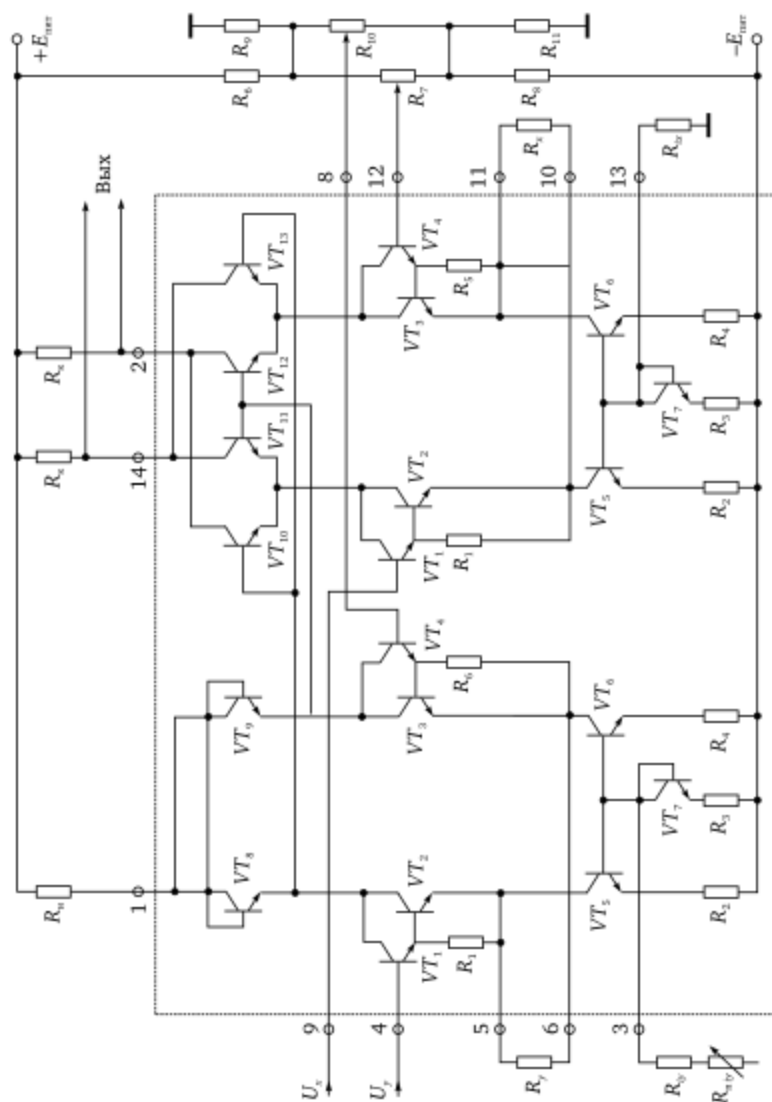
Рис. 7

На рис. 8 показаны особенности схемы инструментального перемножителя K525PC1 и его использования в типовом включении.

Перемножитель ИМС построен по двухступенчатой схеме и имеет незначительные отличия от рассмотренного выше перемножителя на рис. 5. Каждая ступень содержит:

- дифференциальный каскад на составных транзисторах VT_1 , VT_2 и VT_3 , VT_4 , включенных по схеме Дарлингтона;
- два генератора стабильного тока на транзисторах VT_5 , VT_6 с цепями для установки токов x - и y -каналов, составленными из транзистора VT_7 в диодном включении, внутреннего R_3 и внешних R_{ix} , R_{iy} , R_{pix} резисторов;
- выводы для подключения внешних резисторов R_x , R_y , которые, как показано выше, служат для линеаризации токов.

Отличие ступеней состоит в том, что нагрузкой ДК первой ступени служат логарифмирующие транзисторы VT_8 , VT_9 в диодном включении, а нагрузкой ДК второй ступени — четырехквadrантный перемножительный узел на транзисторах VT_{10} — VT_{13} . Предварительное логарифмирование сигнала переходу



позволяет получить линейную зависимость произведения на выходе перемножителя для сигнала U_y .

Перемножаемые сигналы U_x, U_y подаются на неинвертирующие входы x - и y -каналов перемножителя. На инвертирующие входы x - и y -каналов подаются постоянные напряжения с потенциометров R_7, R_{10} . Типовое включение ИМС позволяет осуществить четырехквадрантное перемножение входных напряжений с уровнем ± 10 В при амплитуде выходного напряжения ± 10 В.

Совместно с операционными усилителями перемножители аналоговых сигналов могут быть использованы для операций деления, извлечения квадратного корня, выделения тригонометрических функций.

2.3. Преобразователи частоты

Общие сведения. Преобразователь частоты (ПЧ) предназначен для линейного переноса спектра входного сигнала на промежуточную (как правило, более низкую) частоту с сохранением закона изменения модулирующей функции, заложенной в высокочастотное колебание в передатчике. В процессе преобразования частоты входной сигнал

$$u_{вх} = U_c \cos(\omega_c t + \varphi_c)$$

преобразуется в выходной сигнал

$$u_{вых} = K_{ПЧ} U_c \cos(\omega_n t + \varphi_c + \varphi), \quad (1)$$

где $U_c = U_{c0} + \Delta U(t)$, $\omega_c = \omega_{c0} + \Delta \omega(t)$, $\varphi_c = \varphi_{c0} + \Delta \varphi(t)$ — амплитуда, частота и фаза сигнала; $K_{ПЧ}$ — коэффициент передачи ПЧ; $\omega_n = |\omega_c - \omega_r|$ — промежуточная частота; ω_r — частота опорного источника колебаний, называемого гетеродином; $\varphi = \text{const}$ — фазовый сдвиг; $\Delta U(t)$, $\Delta \omega(t)$, $\Delta \varphi(t)$ — модулирующие функции.

Преобразователь частоты характеризуется следующими показателями:

- коэффициентом передачи (усиления), который определяется при постоянных параметрах входного сигнала как отношение амплитуды U_n выходного напряжения ПЧ с промежуточной частотой к амплитуде U_c входного сигнала: $K_{ПЧ} = U_n / U_c$. Вместо коэффициента передачи часто пользуются крутизной преобразования, равной отношению амплитуды тока с промежуточной частотой к амплитуде напряжения входного сигнала: $S_{пр} = U_n / U_c$;

• входным и выходным сопротивлением на частоте сигнала и промежуточной частоте соответственно;

• коэффициентом шума;

• частотными и нелинейными искажениями;

• уровнем выходных колебаний с комбинационными частотами, равными промежуточной частоте $\omega_{\text{п}}$. Комбинационные частоты образуются в результате перемножения входных колебаний ПЧ как алгебраическая сумма l -й гармоники полезного сигнала, m -й гармоники помехи и n -й гармоники гетеродина, т.е. $\omega_{\text{intl}} = |l\omega_{\text{с}} \pm m\omega_{\text{ном}} \pm n\omega_{\text{г}}|$, где l, m, n — целые числа, включая 0. Наиболее опасными из помех являются колебания так называемого зеркального канала с частотой $\omega_{\text{зк}} = \omega_{\text{с}} \pm \omega_{\text{п}}$, расположенной по другую сторону (зеркально) от частоты гетеродина по отношению частоты полезного сигнала $\omega_{\text{с}} = \omega_{\text{г}} \mp \omega_{\text{п}}$;

• интенсивностью комбинационных свистов, когда комбинационные частоты $|m\omega_{\text{с}} \pm n\omega_{\text{г}}| \approx \omega_{\text{п}}$. Разность комбинационной и промежуточной частот дает звуковую частоту;

• диапазоном рабочих частот, который определяется диапазоном частот приемника. При этом постоянство промежуточной частоты обеспечивается совместной перестройкой сигнального и гетеродинного контуров.

Принципы построения ПЧ. Для преобразования частоты принимаемого сигнала необходимо располагать дополнительным источником гармонических колебаний — гетеродином. Рассмотрим способы схемной реализации преобразования частоты, в основе которых лежит операция перемножения двух косинусоидальных функций:

$$\cos x \cos y = 0,5[\cos(x+y) + \cos(x-y)].$$

Схемная реализация ПЧ на нелинейных элементах. Наилучшим с точки зрения качества выполняемой операции является нелинейный элемент с квадратичной характеристикой, например $i = Au^2$. При воздействии на такой элемент суммы напряжений сигнала и гетеродина

$$u = u_{\text{с}} + u_{\text{г}} = U_{\text{с}}\cos(\omega_{\text{с}}t + \varphi_{\text{с}}) + U_{\text{г}}\cos(\omega_{\text{г}}t + \varphi_{\text{г}})$$

получаем следующий спектральный состав отклика:

$$\begin{aligned} i = A(u_{\text{с}} + u_{\text{г}})^2 = & 0,5A(U_{\text{с}}^2 + U_{\text{г}}^2) + 0,5AU_{\text{с}}^2 \cos(2\omega_{\text{с}}t + 2\varphi_{\text{с}}) + \\ & + 0,5AU_{\text{г}}^2 \cos(2\omega_{\text{г}}t + 2\varphi_{\text{г}}) + AU_{\text{с}}U_{\text{г}} \cos[(\omega_{\text{с}} - \omega_{\text{г}})t + \varphi_{\text{с}} - \varphi_{\text{г}}] + \\ & + AU_{\text{с}}U_{\text{г}} \cos[(\omega_{\text{с}} + \omega_{\text{г}})t + \varphi_{\text{с}} + \varphi_{\text{г}}]. \end{aligned}$$

Сопоставление спектральной составляющей

$$AU_c U_r \cos[(\omega_c t - \omega_r)t + \varphi_c - \varphi_r] \quad (2)$$

с выражением (1) показывает, что в результате преобразования частоты на нелинейном элементе с квадратичной характеристикой сохраняются законы изменения амплитуды $\Delta U(t)$, частоты $\Delta \omega(t)$ и фазы $\Delta \varphi(t)$ сигнала. Однако в спектре тока помимо полезного продукта преобразования присутствуют составляющие с частотами $\omega_c + \omega_r$, $2\omega_c$ и ω_r . Для их подавления ПЧ должен содержать фильтр, в качестве которого обычно используется колебательный контур. Структурная схема ПЧ с использованием нелинейного элемента приведена на рис. 1.

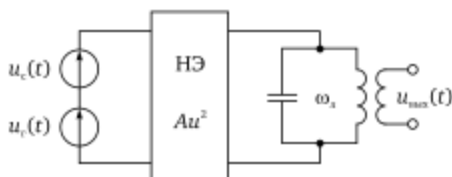


Рис. 1

В общем случае, когда характеристика нелинейного элемента имеет вид степенного ряда и на входе ПЧ помимо полезного сигнала присутствует помеха,

- в спектре тока содержатся составляющие с различными комбинационными частотами $\omega_{\text{имп}} = |\omega_c \pm m\omega_{\text{ном}} \pm n\omega_r|$, где l, m, n — целые числа, включая 0;

- нарушается закон изменения амплитуды колебаний с промежуточной частотой. Это обусловлено тем, что амплитуда колебаний с промежуточной частотой представляет собой сумму слагаемых, содержащих величины $U_c^K(t)$, где $K = 2, 3, 4, \dots$.

Параметрический способ схемной реализации ПЧ. Этот способ преобразования частоты основан на использовании параметрической системы (ПС) в виде четырехполюсника, коэффициент передачи которого изменяется по следующему закону:

$$K(t) = K_0(1 + m \cos \omega_r t), \quad m < 1.$$

Напряжение на выходе такого четырехполюсника

$$u_{\text{вых}} = K_0(1 + m \cos \omega_r t) U_c \cos(\omega_c t + \varphi_c)$$

содержит спектральную составляющую вида (1), (2). В спектре выходного напряжения помимо полезного продукта преобразования присутствуют составляющие с частотами ω_c и $\omega_c + \omega_r$.

Для их подавления на выходе параметрической системы должен быть включен фильтр. Схема ПЧ с использованием параметрической системы приведена на рис. 2.

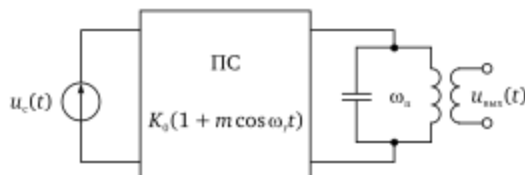


Рис. 2

Как уже отмечалось в параграфе 2.2, параметрическая система, коэффициент передачи которой изменяется с частотой гетеродина, также реализуется с помощью нелинейных элементов. Примером параметрической системы могут служить рассмотренные выше дифференциальные каскады, крутизна передаточных характеристик которых, а следовательно, их коэффициент передачи изменяется с частотой гетеродина, если к генератору тока дифференциального каскада подвести напряжение гетеродина. Таким образом, параметрическая система, по сути дела, отражает другую форму математической модели ПЧ.

Реализация ПЧ на аналоговых перемножителях. В настоящее время в качестве смесителя преобразователей частоты, как правило, используют дифференциальные каскады, аналоговые перемножители общего применения и инструментальные аналоговые перемножители, подробно рассмотренные в параграфе 2.2.

При использовании дифференциальных каскадов в качестве смесителей напряжение гетеродина подается обычно между базами дифференциальной пары транзисторов, а напряжение сигнала — на базу транзистора токопитающего каскада. Такой способ подачи напряжений позволяет:

- уменьшить уровень нелинейных искажений сигнала (при наличии резистора в эмиттерной цепи токопитающего каскада);
- практически исключить проникновение напряжения гетеродина в тракт сигнала;
- реализовать режим работы без насыщения коллекторной цепи при больших напряжениях гетеродина.

В некоторых ИМС (например, К237ХА1) напряжение сигнала подается между базами дифференциальной пары транзисторов, а напряжение гетеродина — на базу транзистора токопитающего

го каскада. Достоинство такого способа подачи напряжений — отсутствие прямого прохождения напряжения гетеродина на выход смесителя.

При использовании аналоговых перемножителей общего применения (см. рис. 6, параграф 2.2) напряжение гетеродина подается на верхний дифференциальный вход, входной сигнал — на нижний. Один из выводов каждого дифференциального входа может быть заземлен по переменному току. При амплитудах напряжений сигнала и гетеродина менее 10 мВ перемножитель является идеальным: в спектре выходного напряжения присутствует побочное колебание только с суммарной частотой, уровень нелинейных искажений не превышает 1% [22]. С повышением амплитуды напряжений сигнала и гетеродина в выходном напряжении ПЧ появляются составляющие с комбинационными частотами $\omega_{lml} = |\omega_c \pm l\omega_{ном} \pm n\omega_r|$, где $l + m = 1, 3, 5, \dots$, $n = 1, 3, 5, \dots$, однако их уровень мал.

Использование инструментальных аналоговых перемножителей (см. рис. 3, параграф 2.2) позволяет построить ПЧ с наименьшим уровнем побочных спектральных составляющих, не зависящим от амплитуд напряжений сигнала и гетеродина до 10—15 вольт. Оба дифференциальных входа инструментальных перемножителей равноценны, и один из выводов каждого дифференциального входа может быть заземлен по переменному току. Преобразователям частоты на микросхемах инструментальных перемножителей присущи следующие **недостатки**:

- сравнительно низкая максимальная рабочая частота, не превышающая десятков мегагерц;
- большое количество навесных элементов;
- повышенный уровень собственных шумов;
- зависимость коэффициента преобразования от амплитуды напряжения гетеродина;
- одинаковые коэффициенты преобразования полезного сигнала и зеркальной помехи;
- наличие в спектре выходного напряжения составляющей с суммарной частотой сигнала и гетеродина.

Для устранения последних двух недостатков ПЧ строятся по схемам компенсационного подавления побочных составляющих входных и выходных колебаний. Ослабление колебаний зеркального канала обычно осуществляется в *преселекторе*, представляющем собой совокупность входной цепи и резонансного

усилителя радиочастоты. Однако при низкой промежуточной частоте и высокой частоте радиосигнала с помощью преселектора не всегда удастся эффективно подавить зеркальный канал. Для подавления побочных составляющих с комбинационными частотами, в том числе и составляющей с суммарной частотой сигнала и гетеродина, обычно используют фильтры, включенные на выходе ПЧ. Рассмотрим схему бесфильтрового ПЧ с компенсационным подавлением зеркального канала и побочных спектральных составляющих, которая приведена на рис. 3. На схеме обозначено: Γ — гетеродин; \times — идеальный аналоговый перемножитель; $+$ — сумматор; $\varphi_n, \varphi_{rn}, \varphi_{pn}$ — фазовращатели входного сигнала, колебаний гетеродина и промежуточной частоты ($n = 1, 2$).

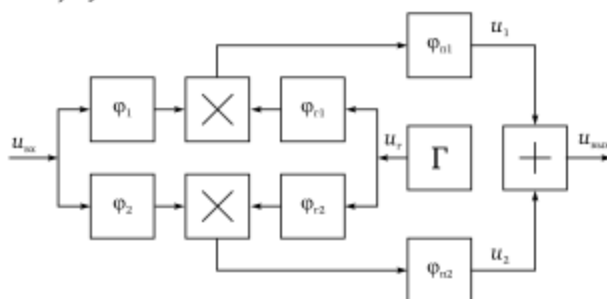


Рис. 3

Полагаем, что

$$U_{\text{вх}} = U^+ \cos[(\omega_r + \omega_n)t + \varphi^+] + U^- \cos[(\omega_r - \omega_n)t + \varphi^-]; \quad (3)$$

$$U_r = U_r \cos(\omega_r t + \varphi_r).$$

Воспользовавшись схемой на рис. 3, запишем выражения для напряжений, поступающих на входы сумматора:

$$u_n = 0,5K_M U^+ U_r [\cos(2\omega_r + \omega_n)t + \varphi_n + \varphi_{rn} + \varphi_{pn} + \varphi^+ + \varphi_r] + \\ + \cos(\omega_n t + \varphi_n - \varphi_{rn} + \varphi_{pn} + \varphi^+ - \varphi_r)] + 0,5K_M U^- U_r [\cos(2\omega_r - \omega_n)t + \\ + \varphi_n + \varphi_{rn} + \varphi_{pn} + \varphi^- + \varphi_r) + \cos(\omega_n t - \varphi_n + \varphi_{rn} + \varphi_{pn} - \varphi^- + \varphi_r)],$$

где K_M — масштабный коэффициент; $n = 1, 2$.

В результате сложения напряжений, поступающих на входы сумматора, получим:

$$u_{\text{вых}} = K_M U^+ U_r \cos \frac{\Phi - \Phi_r + \Phi_n}{2} \times \\ \times \cos \left(\omega_n t + \varphi^+ - \varphi_r + \frac{\varphi_1 - \varphi_{r1} + \varphi_{n1} + \varphi_2 - \varphi_{r2} + \varphi_{n2}}{2} \right) +$$

$$\begin{aligned}
& + K_m U^+ U_r \cos \frac{\Phi + \Phi_r + \Phi_n}{2} \times \\
& \times \cos \left[(2\omega_r + \omega_n)t + \varphi^+ + \varphi_r + \frac{\varphi_1 + \varphi_{r1} + \varphi_{n1} + \varphi_{c2} + \varphi_{r2} + \varphi_{n2}}{2} \right] + \\
& + K_m U^- U_r \cos \frac{\Phi - \Phi_r - \Phi_n}{2} \times \\
& \times \cos \left(\omega_n t - \varphi^- + \varphi_r + \frac{-\varphi_1 + \varphi_{r1} + \varphi_{n1} - \varphi_2 + \varphi_{r2} + \varphi_{n2}}{2} \right) + \\
& + K_m U^- U_r \cos \frac{\Phi + \Phi_r + \Phi_n}{2} \times \\
& \times \cos \left[(2\omega_r - \omega_n)t + \varphi^- + \varphi_r + \frac{\varphi_1 + \varphi_{r1} + \varphi_{n1} + \varphi_{c2} + \varphi_{r2} + \varphi_{n2}}{2} \right], \quad (4)
\end{aligned}$$

где $\Phi = \varphi_1 - \varphi_2$, $\Phi_r = \varphi_{r1} - \varphi_{r2}$, $\Phi_n = \varphi_{n1} - \varphi_{n2}$ — разность фазовых сдвигов фазовращателей ПЧ.

Как следует из выражения (4), оба входных колебания (3) создают на выходе ПЧ составляющие напряжений с промежуточной частотой ω_n , а также составляющие с комбинационными частотами $2\omega_r \pm \omega_n$. **Задача состоит в определении разности фазовых сдвигов Φ , Φ_r , Φ_n фазовращателей, при которых на выходе ПЧ остается только одна из составляющих напряжения с промежуточной частотой, а остальные составляющие подавляются.** Рассмотрим два случая:

- в первом случае, соответствующем частотам сигнала $\omega_c = \omega_r + \omega_n$ и зеркального канала $\omega_z = \omega_r - \omega_n$, необходимо сохранить составляющую напряжения промежуточной частоты с амплитудой $K_m U^+ U_r \cos[\Phi - \Phi_r + \Phi_n]/2$;

- во втором случае, соответствующем частотам сигнала $\omega_c = \omega_r - \omega_n$ и зеркального канала $\omega_z = \omega_r + \omega_n$, необходимо сохранить составляющую напряжения промежуточной частоты с амплитудой $K_m U^- U_r \cos[\Phi - \Phi_r - \Phi_n]/2$.

Разность фазовых сдвигов в фазовращателях Φ , Φ_r , Φ_n , при которых на выходе ПЧ остается только одна из требуемых составляющих напряжения с промежуточной частотой, а остальные составляющие подавляются, можно определить из следующих систем уравнений:

$$\left. \begin{aligned}
& \text{для } \omega_c = \omega_r + \omega_n \\
& \Phi - \Phi_r + \Phi_n = 2k\pi, \\
& \Phi + \Phi_r + \Phi_n = (2l+1)\pi, \\
& \Phi - \Phi_r - \Phi_n = (2m+1)\pi,
\end{aligned} \right\} \quad \left. \begin{aligned}
& \text{для } \omega_c = \omega_r - \omega_n \\
& \Phi - \Phi_r + \Phi_n = (2k+1)\pi, \\
& \Phi + \Phi_r + \Phi_n = (2l+1)\pi, \\
& \Phi - \Phi_r - \Phi_n = 2m\pi,
\end{aligned} \right\} \quad (5)$$

где $k, l, m = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$.

В результате решения систем уравнений находим:

$$\left. \begin{array}{l} \text{для } \omega_c = \omega_r + \omega_n \\ \Phi = \varphi_1 - \varphi_2 = (l + m + 1)\pi, \\ \Phi_r = \varphi_{r1} - \varphi_{r2} = (l - k + 0,5)\pi, \\ \Phi_n = \varphi_{n1} - \varphi_{n2} = (k - m - 0,5)\pi, \end{array} \right\} \quad \left. \begin{array}{l} \text{для } \omega_c = \omega_r - \omega_n \\ \Phi = \varphi_1 - \varphi_2 = (l + m + 0,5)\pi, \\ \Phi_r = \varphi_{r1} - \varphi_{r2} = (l - k)\pi, \\ \Phi_n = \varphi_{n1} - \varphi_{n2} = (k - m + 0,5)\pi. \end{array} \right\} \quad (6)$$

Из множества возможных решений особого внимания заслуживают:

$$\Phi = \varphi_1 - \varphi_2, \quad \Phi_r = \varphi_{r1} - \varphi_{r2}, \quad \Phi_n = \varphi_{n1} - \varphi_{n2},$$

- для $\omega_c = \omega_r + \omega_n$ решение, при котором $\Phi = \varphi_1 - \varphi_2 = 0$ или $l + m + 1 = 0$ (5). В этом случае в тракте принимаемого сигнала отсутствуют фазовращатели φ_1 и φ_2 , а также на основании (5) можно скомпоновать два вида выражений для фазовых сдвигов $\Phi_r = (-k - m - 0,5)\pi$, $\Phi_n = (k - m - 0,5)\pi$ и $\Phi_r = (l - k + 0,5)\pi$, $\Phi_n = (k + l + 0,5)\pi$. Принимая в этих выражениях $k = l = m = 0$, получим окончательные значения фазовых сдвигов фазовращателей:

$$\Phi = 0; \quad \Phi_r = \Phi_n = -\pi/2;$$

- для $\omega_c = \omega_r - \omega_n$ решение, при котором $\Phi_r = \varphi_{r1} - \varphi_{r2} = 0$ или $l - k = 0$ (6). В этом случае в тракте гетеродина отсутствуют фазовращатели φ_{r1} и φ_{r2} и для него на основании (6) можно скомпоновать два вида выражений для фазовых сдвигов $\Phi = (k + m + 0,5)\pi$, $\Phi_n = (k - m + 0,5)\pi$ и $\Phi_r = (l + m + 0,5)\pi$, $\Phi_n = (l - m + 0,5)\pi$. Принимая $k = l = m = 0$ в первой паре выражений и $k = l = -1$; $m = 0$ — во второй, получим окончательные значения фазовых сдвигов фазовращателей:

$$\Phi_r = 0; \quad \Phi = \Phi_n = \pm\pi/2.$$

Таким образом, в рассмотренной схеме бесфильтрового ПЧ (рис. 3) независимо от частоты сигнала $\omega_c > \omega_r$ или $\omega_c < \omega_r$ можно компенсационным способом подавать колебания зеркального канала и комбинационных частот. Для этого в ПЧ достаточно использовать два фазовращателя на 90° или четыре фазовращателя на $\pm 45^\circ$.

Особенности моделирования и анализа ПЧ. Покажем, что ПЧ формально может быть представлен как линейный активный четырехполюсник. Такое представление позволяет использовать известные методы анализа и расчета линейных цепей для оценки параметров и основных характеристик преобразо-



Рис. 4

вателя. Для моделирования воспользуемся изображенной на рис. 4 схемой ПЧ в виде нелинейного шестиполюсника.

Полагаем, входной и выходной токи являются нелинейными функциями трех напряжений:

$$i_{\text{вх}} = f(u_c, u_n, u_r); \quad i_{\text{вых}} = F(u_c, u_n, u_r), \quad (7)$$

где $u_c = U_c \cos(\omega_c t + \varphi_c)$; $u_n = U_n \cos(\omega_n t + \varphi_n)$; $u_r = U_r \cos(\omega_r t + \varphi_r)$, причем $U_c, U_n \ll U_r$.

Представим токи (7) в виде рядов Тейлора по степеням малых переменных, ограничив ряды первыми тремя членами:

$$\begin{aligned} i_{\text{вх}} &= f(u_r) + \frac{\partial f(u_r)}{\partial u_c} u_c + \frac{\partial f(u_r)}{\partial u_n} u_n + \dots; \\ i_{\text{вых}} &= F(u_r) + \frac{\partial F(u_r)}{\partial u_c} u_c + \frac{\partial F(u_r)}{\partial u_n} u_n + \dots \end{aligned} \quad (8)$$

Входящие в (8) частные производные представляют собой проводимости, зависящие от напряжения гетеродина, т. е. являются периодическими функциями и поэтому могут быть записаны в виде ряда Фурье:

$$\begin{cases} i_{\text{вх}} = f(u_r) + \sum_{k=0}^{\infty} G_{\text{вх},k}^c \cos k \omega_r t \cdot U_c \cos(\omega_c t + \varphi_c) + \\ + \sum_{k=0}^{\infty} G_{\text{вх},k}^n \cos k \omega_r t \cdot U_n \cos(\omega_n t + \varphi_n); \\ i_{\text{вых}} = F(u_r) + \sum_{k=0}^{\infty} G_{\text{вых},k}^c \cos k \omega_r t \cdot U_c \cos(\omega_c t + \varphi_c) + \\ + \sum_{k=0}^{\infty} G_{\text{вых},k}^n \cos k \omega_r t \cdot U_n \cos(\omega_n t + \varphi_n). \end{cases} \quad (9)$$

Во входном токе представляют интерес составляющие с частотой сигнала, а в выходном — с промежуточной частотой. Используя (9), запишем выражения для этих составляющих токов:

$$\begin{cases} \dot{i}_c = G_{\text{вх},0}^c U_c \cos(\omega_c t + \varphi_c) + 0,5 G_{\text{вх},1}^n U_n \cos(\omega_n t + \varphi_n), \\ \dot{i}_n = 0,5 G_{\text{вхх},1}^c U_c \cos(\omega_n t + \varphi_c) + G_{\text{вхх},0}^n U_n \cos(\omega_n t + \varphi_n), \end{cases} \quad (10)$$

где $\omega_c = \omega_r + \omega_n$.

На основании соотношений (10) запишем в комплексной форме уравнения для ПЧ как четырехполюсника:

$$\begin{cases} \dot{I}_c = Y_{\text{ПЧ},11} \dot{U}_c + Y_{\text{ПЧ},12} \dot{U}_n, \\ \dot{I}_n = Y_{\text{ПЧ},21} \dot{U}_c + Y_{\text{ПЧ},22} \dot{U}_n. \end{cases} \quad (11)$$

Из соотношений (11) следует, что формально ПЧ, выполняющий нелинейную операцию, может быть представлен линейным четырехполюсником. При этом необходимо иметь в виду, что первое уравнение описывает входную цепь четырехполюсника на частоте сигнала, а второе — выходную цепь на промежуточной частоте. Однако линейная модель (11) весьма полезна при оценке параметров ПЧ, так как позволяет использовать полученные выше соотношения для усилителей при соответствующем выборе значений Y -параметров. Отметим, что Y_{12} отражает эффект обратного преобразования за счет перемножения напряжений с промежуточной частотой и частотой гетеродина.

В третьей главе рассмотрены особенности схемных решений ПЧ, используемых в интегральных схемах радиоприемной аппаратуры.

2.4. Амплитудные детекторы

Общие сведения. Амплитудный детектор (АД) предназначен для выделения модулирующей функции из АМ-сигнала. В процессе детектирования восстанавливается исходная информация, заложенная в высокочастотное колебание в передатчике, т. е. процесс детектирования является обратным процессом по отношению к модуляции, и поэтому вместо терминов «детектор», «детектирование» часто используют термины «демодулятор», «демодуляция». *К функции, выполняемой АД, можно подойти с трех точек зрения:*

- с математической точки зрения АД преобразует входной АМ-сигнал

$$u_{\text{вх}}(t) = U_c(t) \cos(\omega_c t + \varphi_c) = [U_c + \Delta U(t)] \cos(\omega_c t + \varphi_c) \quad (1)$$

в выходной сигнал

$$u_{\text{вых}}(t) = K_{\text{АД}} U_c(t) = K_{\text{АД}} [U_c + \Delta U(t)],$$

где U_c , ω_c , φ_c — амплитуда сигнала при отсутствии передаваемой информации (амплитуда несущей), частота (обычно промежуточная) и начальная фаза сигнала; $\Delta U(t)$ — модулирующая функция, отражающая закон изменения передаваемой информации; $K_{\text{АД}}$ — коэффициент передачи детектора;

- с временной точки зрения АД выделяет огибающую АМ-сигнала (рис. 1, а);
- со спектральной точки зрения АД осуществляет перенос боковых спектральных составляющих в область низких частот (рис. 1, б).

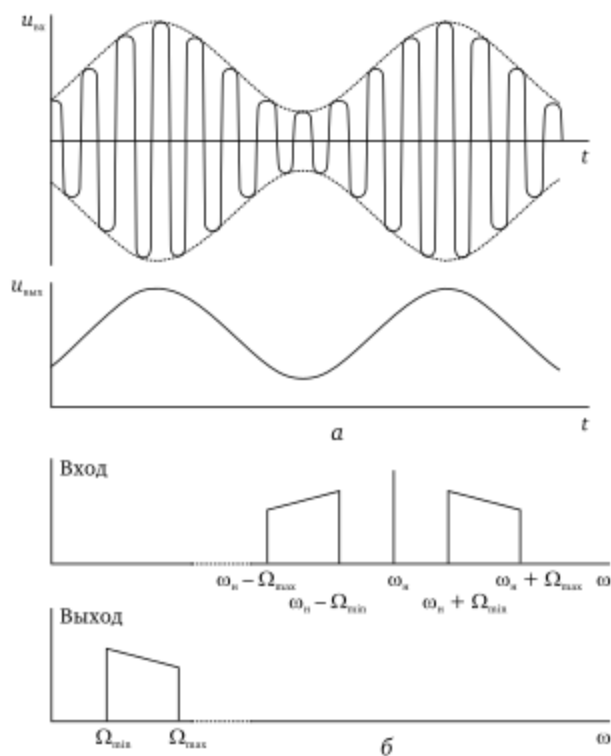


Рис. 1

Наиболее важными показателями АД являются:

- коэффициент передачи, который определяется при изменении амплитуды сигнала по гармоническому закону $U_c(t) = U_c(1 + m \cos \Omega t)$, где $m \leq 1$, как отношение амплитуды U_Ω выходного напряжения АД к амплитуде огибающей входного АМ-сигнала:

$$K_d = \frac{U\Omega}{mI_c};$$

- *входное сопротивление* (обычно активное), представляющее собой отношение амплитуды напряжения высокой частоты на входе детектора к амплитуде входного тока первой гармоники: $R_{вх} = U_c/U_{c1}$. Входное сопротивление определяет степень шунтирования входного контура АД;

- *коэффициент фильтрации (пульсаций)*, определяемый отношением $k_f = U_{\omega_{с\text{вых}}}/U_c$, где $U_{\omega_{с\text{вых}}}$ — амплитуда напряжения с частотой ω_c проникающего на выход детектора;

- *детекторная характеристика*, представляющая собой зависимость продетектированного (выпрямленного) постоянного напряжения U_0 на выходе АД от амплитуды входного сигнала U_c : $U_0 = F(U_c)$. По детекторной характеристике можно выбрать режим работы АД, определить его коэффициент передачи и нелинейные искажения. Для оценки нелинейных искажений пользуются коэффициентом гармоник

$$k_r = \frac{\sqrt{U_{2\Omega}^2 + U_{3\Omega}^2 + \dots}}{U_\Omega};$$

- *частотная характеристика*, представляющая собой зависимость коэффициента передачи $K_{АД}$ АД от частоты управляющего сигнала Ω при изменении амплитуды АМ-сигнала по гармоническому закону: $K_d = \Phi(\Omega)$. По частотной характеристике оценивают частотные искажения АД.

Выделяют четыре типа АД. Рассмотрим их особенности.

Детекторы на нелинейных элементах. Этот тип детекторов является традиционным и строится на полупроводниковых диодах и транзисторах.

Диодные детекторы. Несмотря на то, что диодные детекторы не находят применения в интегральных схемах, их рассмотрение представляет большой интерес, так как позволит выявить общие закономерности процессов, протекающих при амплитудном детектировании, и дать оценку основных параметров и характеристик устройств этого класса. Кроме того, в настоящее время весьма широкое применение в источниках вторичного электропитания находят диодные выпрямители, которые, по сути дела, выполняют те же функции, что и АД. С точки зрения протекающих процессов основное отличие АД от выпрями-

телей обусловлено тем, что АД должны реагировать на изменение амплитуды входного сигнала.

Рассмотрим **принципы детектирования** АМ-сигнала на примере схемы АД последовательного типа (рис. 2, а), в которой источник сигналов u_c , диод VD и нагрузка R с фильтром, функции которого выполняет конденсатор C , включены последовательно. При объяснении принципа действия АД можно использовать три подхода.

Допустим, что напряжение входного сигнала u_c изменяется по гармоническому закону и не содержит постоянной составляющей. Тогда в силу односторонней проводимости диода через него будет протекать ток i , среднее значение (или постоянная составляющая I_0) которого не равно нулю. Ток I_0 на резисторе R создает постоянное напряжение U_0 , значение которого зависит от амплитуды напряжения сигнала u_c . Конденсатор C подавляет высокочастотные составляющие тока i . Процессы, протекающие в схеме АД при напряжении сигнала с постоянной амплитудой, приведены на рис. 2, б, в. Следовательно, принцип действия АД

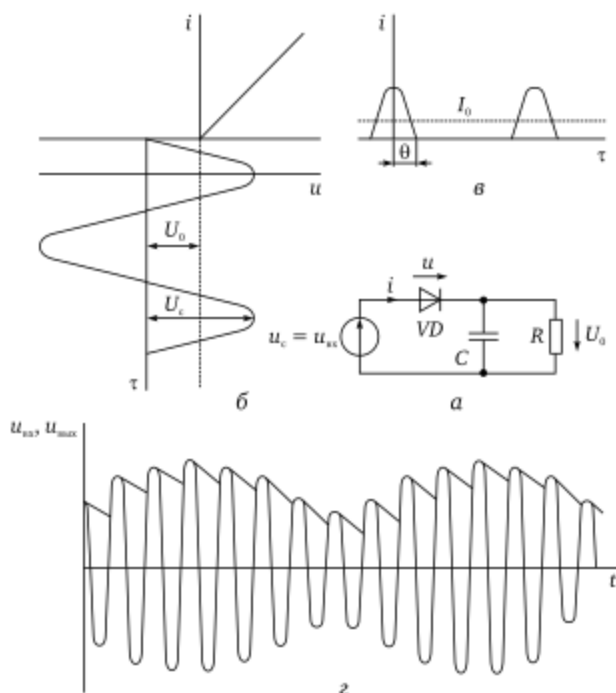


Рис. 2

можно рассматривать с позиций работы выпрямителя. Зависимость выходного напряжения U_0 от амплитуды U_c , представляющая собой детекторную характеристику, должна быть линейной.

При *временном подходе* для объяснения принципа работы АД полупроводниковый диод наделяют функциями ключа, который находится в замкнутом состоянии, если напряжение на диоде больше нуля, и в разомкнутом, если к диоду подводится отрицательное напряжение. Будем полагать, что сопротивление ключа в замкнутом состоянии и внутреннее сопротивление источника сигналов равны нулю. В этом случае при $u_c = u_{\text{вх}} > 0$ происходит заряд конденсатора C до максимального напряжения, после чего ключ размыкается и конденсатор разряжается через резистор R с постоянной времени RC до тех пор, пока напряжение на входе не сравняется с напряжением на конденсаторе (рис. 2, з). Выходное напряжение $u_{\text{вых}}$ снимается с конденсатора, его форма отражает закон изменения амплитуды входного напряжения.

При *частотном подходе* для объяснения принципа работы АД представим АМ-сигнал в виде суммы трех составляющих:

$$\begin{aligned} u_c &= U_c[1 + m\cos\Omega t]\cos(\omega_c t + \varphi_c) = \\ &= U_c\cos(\omega_c t + \varphi_c) + 0,5mU_c\cos[(\omega_c + \Omega)t + \varphi_c] + \\ &\quad + 0,5mU_c\cos[(\omega_c - \Omega)t - \varphi_c], \end{aligned}$$

где m — коэффициент модуляции.

Если в ПЧ для получения колебаний с разностной частотой используются колебания вспомогательного автогенератора (гетеродина), то в рассматриваемом случае нет такой необходимости, так как эту функцию могут выполнить колебания несущей частоты. Поэтому, подавая АМ-сигнал на нелинейный элемент, в результате перемножения колебаний несущей частоты с колебаниями боковых частот выделяются колебания с разностной частотой Ω управляющего сигнала.

Определим **основные параметры диодного АД** (см. рис. 2, а) при следующих условиях:

- характеристика диода VD задана в виде кусочно-линейной функции (см. рис. 2, б): $i = Su$ при $u \geq 0$, $i = 0$ при $u \leq 0$;
- напряжение сигнала изменяется по косинусоидальному закону: $u_c = U_c\cos\tau$, где $\tau = \omega_c t$;
- сопротивление конденсатора C на частоте сигнала ω_c близко к нулю.

В этом случае через диод протекает ток i в виде периодической последовательности импульсов (см. рис. 2, в). Запишем выражение для импульса тока:

$$i = Su = S(U_c \cos \tau - U_0) = SU_c(\cos \tau - \cos \theta), \quad (2)$$

где $\cos \theta = U_0/U_c$, $\tau = -\theta \dots +\theta$.

Определим постоянную составляющую и амплитуду первой гармоники тока как соответствующие коэффициенты ряда Фурье:

$$\begin{Bmatrix} I_0 \\ I_1 \end{Bmatrix} = \frac{2SU_c}{\pi} \int_0^\theta (\cos \tau - \cos \theta) \begin{Bmatrix} 0,5 \\ \cos \tau \end{Bmatrix} d\tau = \frac{2SU_c}{\pi} \begin{Bmatrix} \sin \theta - \theta \sin \theta \\ \theta - \sin \theta \cos \theta \end{Bmatrix}. \quad (3)$$

Воспользовавшись (2) и (3), запишем следующие соотношения:

$$\cos \theta = \frac{U_0}{U_c} = \frac{RI_0}{U_c} = \frac{SR}{\pi} (\cos \tau - \theta \cos \theta)$$

или

$$\operatorname{tg} \theta - \theta \approx \theta + \frac{\theta^3}{3} + \dots - \theta = \frac{\pi}{SR}.$$

Из второго соотношения определяем угол отсечки:

$$\theta = \sqrt[3]{\frac{3\pi}{SR}}. \quad (4)$$

Из выражения (4) следует, что *угол отсечки θ не зависит от амплитуды входного напряжения, а однозначно определяется прямым сопротивлением диода ($1/S$) и сопротивлением нагрузки (R)*.

Из (2) и (4) получаем выражение детекторной характеристики АД в виде следующей линейной функции:

$$U_0 = \cos^3 \sqrt[3]{\frac{3\pi}{SR}} \cdot U_c.$$

Из последнего соотношения находим коэффициент передачи АД:

$$K_{\text{АД}} = \frac{dU_0}{dU_c} = \cos^3 \sqrt[3]{\frac{3\pi}{SR}}. \quad (5)$$

Используя (3), (4), найдем второй важный параметр АД — входное сопротивление:

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_c}{I_1} = \frac{\pi}{S(\theta - 0,5 \sin 2\theta)} = \frac{\pi}{S(\theta - \theta + 2\theta^3/3 - \dots)} \approx \frac{R}{2}. \quad (6)$$

Следует отметить, что полученные результаты справедливы только для вольтамперной характеристики диода в виде кусочно-линейной функции при небольших значениях коэффициента модуляции m . Детектор с таким режимом работы называют *линейным* детектором. При слабых сигналах АД на полупроводниковом диоде является *квадратичным* и вносит искажения в детектируемый сигнал.

Характеристики АД значительно улучшаются при использовании нелинейного элемента типа «идеальный диод» [22]. На рис. 3 приведена схема двухполупериодного АД, в котором «идеальный диод» выполнен на операционном усилителе DA_1 с нелинейной обратной связью. Диодом VD_1 выпрямляется отрицательная полуволна входного напряжения, диодом VD_2 — положительная. Так как диоды всегда работают с углом отсечки $\theta = \pi/2$, значение выпрямленного напряжения, снимаемого с одного из диодов, равно: $U_0 = K_{\text{ос}} U_{\text{вх}} / \pi$, где $K_{\text{ос}} = -R_2/R_1$ — коэффициент усиления операционного усилителя с ОС; $U_{\text{вх}}$ — амплитуда входного напряжения. Поэтому коэффициент передачи АД в этом случае составляет: $K_{\text{АД}} = U_0/U_{\text{вх}} = K_{\text{ос}}/\pi$. Отметим, что при использовании для детектирования только одного из диодов в схеме сохраняется ветвь с другим диодом. Эта ветвь служит для создания отрицательной обратной связи в течение времени, когда детектирующий диод заперт.

В схеме на рис. 3 выпрямленное напряжение снимается с обоих диодов, и через инвертирующий повторитель на операционном усилителе DA_2 и RC -фильтр нижних частот поступает на выход АД.

Достоинством АД на идеальном диоде является то, они позволяют детектировать сигналы с амплитудой порядка 1 мВ

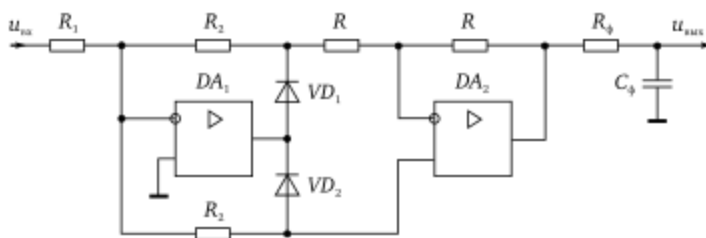


Рис. 3

с малыми нелинейными искажениями и постоянным коэффициентом передачи, равным K_{oc}/π для однополупериодных и $2K_{oc}/\pi$ двухполупериодных АД.

Транзисторные АД. Рассмотрим основные способы амплитудного детектирования на транзисторах.

Базовое детектирование. При базовом детектировании АД строится как диодный детектор при использовании в качестве нелинейного элемента перехода база-эмиттер транзистора (рис. 4). Продетектированное напряжение выделяется на резисторе R_6 и усиливается транзистором VT , включенным по схеме с ОЭ.

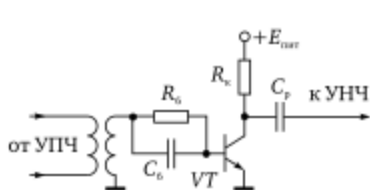


Рис. 4

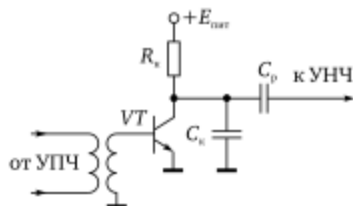


Рис. 5

Коллекторное детектирование. При этом способе детектирования используется проходная вольтамперная характеристика транзистора: $i_k = f(u_{63})$. Продетектированное напряжение выделяется на резисторе R_k , включенном в коллекторной цепи транзистора VT . Конденсатор C_k служит для фильтрации высокочастотных составляющих. Процесс детектирования протекает в режиме работы транзистора с углом отсечки, близким к 90° . Коллекторный способ обеспечивает детектирование сигнала с усилением.

Эмиттерное детектирование. При эмиттерном способе детектирования используется вольтамперная характеристика транзистора: $i_3 = f(u_{63})$. Продетектированное низкочастотное напряжение выделяется на резисторе R_3 , включенном в эмиттерной цепи транзистора VT , и прикладывается к переходу эмиттер-база. Конденсатор C_3 служит для фильтрации высоко-

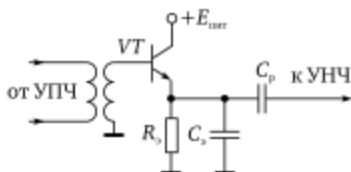


Рис. 6

частотных составляющих. Эмиттерный способ детектирования не позволяет получить коэффициент передачи $K_{АД} > 1$, однако благодаря отрицательной обратной связи по огибающей обеспечивает:

- достаточно высокое качество детектирования;
- высокое входное и низкое выходное сопротивления.

На практике используются эмиттерный или комбинированные способы амплитудного детектирования на транзисторах, кроме того, на базу с помощью резисторного делителя напряжения подается небольшое положительное напряжение, компенсирующее напряжение сдвига вольтамперных характеристик транзистора в начале координат. На рис. 7 приведена схема транзисторного АД, построенная по коллекторно-эмиттерному способу, на рис. 8 — по эмиттерному способу детектирования.

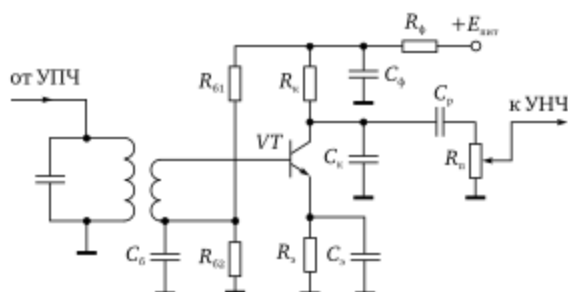


Рис. 7

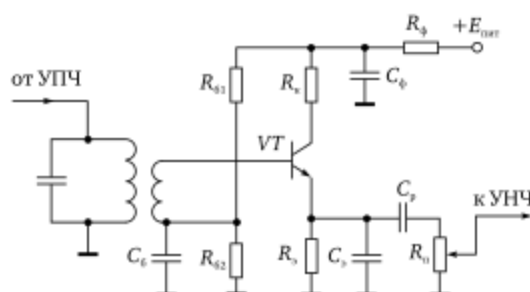


Рис. 8

Корреляционные АД. Схемы корреляционных детекторов строятся на основе перемножителей аналоговых сигналов (ПАС). При амплитудном детектировании на оба входа перемножителя подают АМ-сигнал (1), в результате перемножения

на его выходе получают напряжение, пропорциональное второй степени входного напряжения:

$$u = K_M u_{\text{вх}}^2 = K_M [U_c(t) \cos \omega_c t]^2 = 0,5 K_M U_c^2(t) (1 + \cos 2\omega_c t), \quad (7)$$

где K_M — масштабный коэффициент ПАС; $U_c(t) = U_c + \Delta U_c(t)$; $\varphi_c = 0$.

Для подавления второй гармоники, возникающей при перемножении, на выходе перемножителя включают фильтр нижних частот (ФНЧ), а для получения линейной зависимости между амплитудами входного напряжения и напряжения на выходе АД используют схему извлечения квадратного корня. Рассмотренный вариант схемной реализации корреляционного АД изображен на рис. 9, а. На рис. 9, б приведена схема извлечения квадратного корня, содержащая каскады логарифмирования и антилогарифмирования на операционных усилителях DA_1 , DA_2 , и включенный между ними резисторный делитель напряжения в два раза.

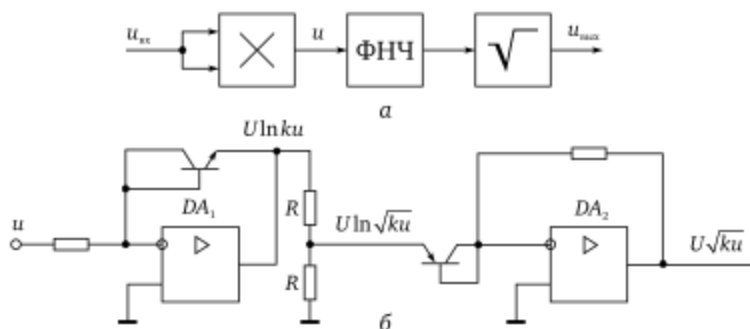


Рис. 9

На рис. 10, а приведен другой вариант схемной реализации корреляционного АД, в котором вместо схемы извлечения квадратного корня использован аналоговый делитель, включенный между перемножителем и ФНЧ.

На один из входов делителя подается напряжение u с выхода перемножителя, на другой — напряжение с выхода АД, последний каскад которого является повторителем напряжения, выполненным на операционном усилителе. На рис. 10, б изображена схема аналогового делителя, отличающаяся от перемножителя (см. рис. 1, параграф 2.2) тем, что вместо сумматора на операционном усилителе DA_3 выполнен вычитатель двух сигналов. Этот вариант схемного решения АД реализуется проще, так как

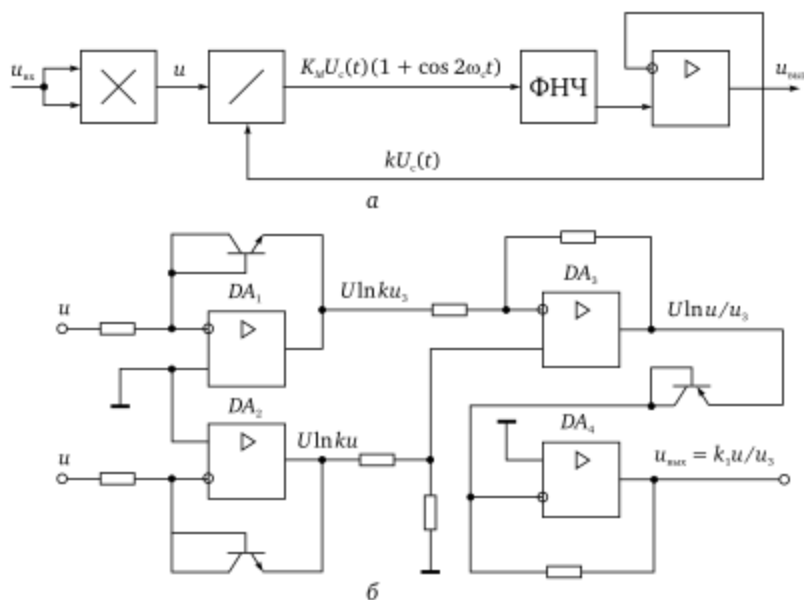


Рис. 10

аналоговые перемножители-делители выполняются в виде интегральных схем.

Когерентные АД. При этом способе амплитудного детектирования необходимо располагать источником опорного напряжения с частотой и фазой, равными частоте и фазе несущего колебания. Практическая реализация таких источников стала возможной благодаря появлению микросхем систем фазовой автоподстройки частоты. Основой для построения когерентных АД служат перемножители аналоговых сигналов (ПАС). В результате перемножения входного АМ-сигнала (1) на опорное напряжение $U_0 \cos(\omega_c t + \varphi_{сз})$ при $\varphi_c = 0$ напряжение на выходе перемножителя изменяется по следующему закону:

$$u_{\text{вых}} = 0,5K_M U_0 U_c(t)(1 + \cos \omega_c t). \quad (8)$$

Из выражения (8) следует, что:

- для подавления второй гармоники на выходе перемножителя достаточно включить RC-фильтр;
- когерентный АД является линейным детектором.

Когерентный АД может быть выполнен по бесфильтровой схеме, обеспечивающей подавление второй гармоники несущей частоты (рис. 11).

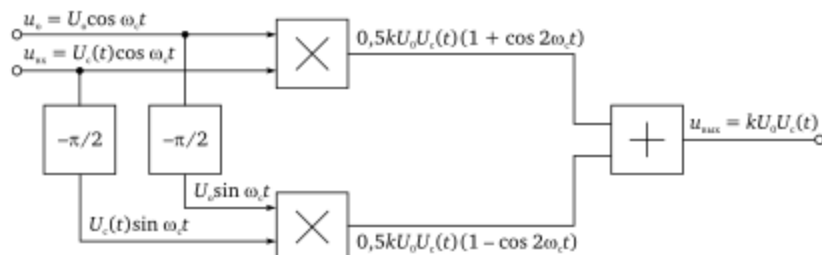


Рис. 11

Таким образом, когерентный АД является частным случаем ПЧ, когда частота и фаза гетеродина равна частоте и фазе несущего колебания. Минимальный входной сигнал определяется собственными шумами, а максимальный — конечной точкой линейного участка характеристики перемножителя (для микросхемы К526ПС1 максимальное напряжение составляет примерно 35 мВ эфф). Когерентные АД имеют линейную детекторную характеристику, у них отсутствует порог при изменении отношения сигнал/шум на входе [22].

АД с выделением огибающей квадратурного сигнала. Все рассмотренные типы АД требуют последетекторной фильтрации побочных спектральных составляющих. На рис. 12 изображен один из возможных вариантов схемы АД, свободный от указанного недостатка.

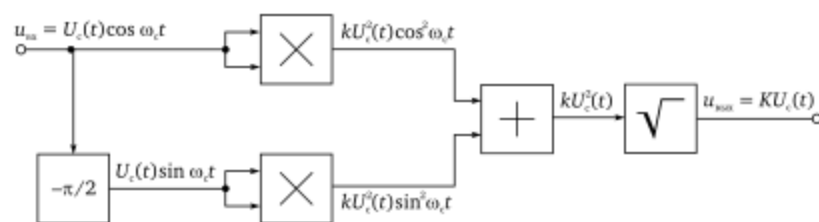


Рис. 12

Амплитудный детектор содержит фазовращатель на -90° , два перемножителя, используемых для возведения входного сигнала во вторую степень, сумматор и схему извлечения квадратного корня.

Другой вариант схемы АД с выделением огибающей квадратурного сигнала приведен на рис. 13. Амплитудный детектор содержит фазовращатель на -90° , аналоговый перемножитель-делитель и два сумматора.

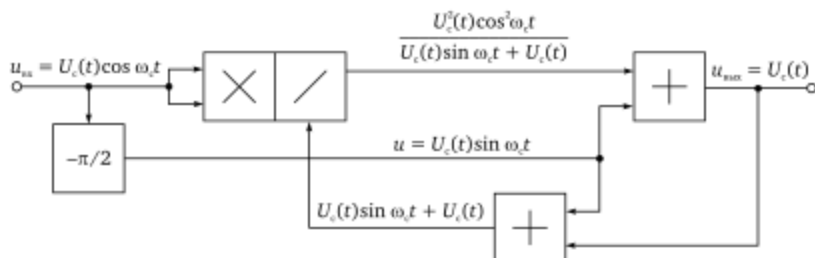


Рис. 13

Приведенная схема описывается следующим уравнением:

$$u + u_{\text{вх}}^2 / (u + u_{\text{вх}}) = u_{\text{вх}}, \quad (9)$$

которое сводится к квадратному уравнению $u_{\text{вх}}^2 = u^2 + u_{\text{вх}}^2$ и при напряжениях $u_{\text{вх}} = U_c(t) \cos \omega_c t$, $u = U_c(t) \sin \omega_c t$ имеет решение $u_{\text{вх}} = U_c(t)$. Таким образом, огибающая $U_c(t)$ АМ-сигнала получается в результате решения неявного уравнения (9) с помощью схемы на рис. 6 без использования операции извлечения квадратного корня.

Еще один возможный вариант схемы АД рассматриваемого типа представлен на рис. 14. В состав АД входят дифференциатор, интегратор, квадратор, перемножитель, вычитатель и схема извлечения квадратного корня.

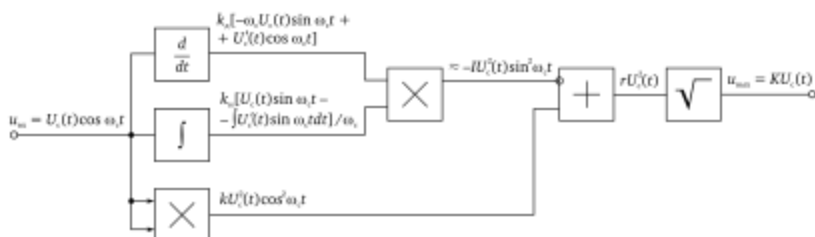


Рис. 14

Огибающая АМ-сигнала имеет значительно меньшую скорость изменения, чем несущая. Поэтому вторые члены на выходе дифференциатора и интегратора, содержащие производную огибающей $U'_c(t)$, не учитываются.

2.5. Фазовые детекторы

Общие сведения. Фазовый детектор (ФД) предназначен для выделения модулирующей функции из ФМ-сигнала. С математической точки зрения ФД преобразует входной ФМ-сигнал

$$u_{\text{вх}}(t) = U_c \cos[\omega_c t + \varphi_c + \Delta\varphi(t)] \quad (1)$$

в выходной сигнал

$$u_{\text{вых}}(t) = K_{\text{ФД}} \Delta\varphi(t),$$

где U_c , ω_c , φ_c — амплитуда, частота (обычно промежуточная) и начальная фаза сигнала; $\Delta\varphi(t)$ — модулирующая функция, отражающая закон изменения передаваемой информации; $K_{\text{ФД}}$ — (размерный) коэффициент передачи детектора.

Основными показателями ФД являются:

- *детекторная или дискриминационная характеристика*, представляющая собой зависимость постоянной составляющей напряжения на выходе ФД от разности фаз смодулированного сигнала и опорного напряжения: $U_0 = F(\varphi_c - \varphi_{\text{оп}})$;

- *коэффициент передачи*, который определяется при изменении фазы высокочастотного колебания по гармоническому закону $\Delta\varphi(t) = \Phi_m \cos \Omega t$, где Φ_m — индекс фазовой модуляции, Ω — частота управляющего сигнала, как *отношение амплитуды U_Ω выходного напряжения ФД к индексу фазовой модуляции*: $K_{\text{ФД}} = U_\Omega / \Phi_m$. Коэффициент передачи ФД может быть определен по наклону детекторной характеристики;

- *коэффициент фильтрации*, определяемый отношением $k_\Phi = U_{\text{ФНВ}} / U_{\text{ФН}}$, где $U_{\text{ФНВ}}$ — амплитуда высокочастотного напряжения, проникающего на выход детектора;

- *частотные и нелинейные искажения*, которые определяются при изменении фазы ФМ-сигнала по гармоническому закону с частотой Ω . Частотные искажения оценивают по частотной характеристике ФД, представляющей собой следующую зависимость: $K_{\text{ФД}} = \Psi(\Omega)$; нелинейные искажения — по детекторной характеристике с помощью коэффициента гармоник

$$k_r = \frac{\sqrt{U_{2\Omega}^2 + U_{3\Omega}^2 + \dots}}{U_\Omega}.$$

Принципы построения ФД. Все ФД являются когерентными устройствами, требующими источника опорного напряжения с частотой, равной частоте сигнала, и **строятся с использованием перемножителей аналоговых сигналов (ПАС)**. В результате перемножения напряжения сигнала (1) с опорным напряжением $u_{\text{оп}} = U_{\text{оп}} \sin(\omega_c t + \varphi_{\text{оп}}(t))$ на выходе перемножителя получаем

$$u_{\text{вых}} = 0,5K_m U_{\text{оп}} U_c \{ \sin[\varphi_c - \varphi_{\text{оп}} + \Delta\varphi(t)] - \sin[2\omega_c(t) + \varphi_c + \varphi_{\text{оп}} + \Delta\varphi(t)] \}, \quad (2)$$

где K_m — масштабный коэффициент перемножителя.

Вторая гармоника колебания несущей частоты подавляется фильтром нижних частот, включенным на выходе перемножителя. Таким образом, ФД состоит из трех основных функциональных узлов: перемножителя, генератора опорного напряжения и фильтра нижних частот.

Первый член выражения (2) при $\Delta\varphi(t) = 0$ (отсутствие модуляции) представляет собой детекторную характеристику

$$U_0 = 0,5K_m U_{\text{оп}} U_c \sin(\varphi_c - \varphi_{\text{оп}}), \quad (3)$$

которая является синусоидальной функцией.

Из (3) следует, что:

- детекторная характеристика может быть снята экспериментально путем изменения φ_c или $\varphi_{\text{оп}}$;
- фазовое детектирование сопровождается нелинейными искажениями. Одним из условий их уменьшения является равенство начальных фаз сигнала и опорного напряжения: $\varphi_c = \varphi_{\text{оп}}$. В этом случае в (2) при малых индексах модуляции Φ_m синус может быть заменен аргументом;
- коэффициент передачи $K_{\text{ФД}}$ ФД, определяемый по наклону детекторной характеристики, зависит от амплитуд входного и опорного напряжений.

Для линеаризации детекторной характеристики и стабилизации коэффициента передачи $K_{\text{ФД}}$ в схему ФД вводят ограничители амплитуд входного и (или) опорного сигналов.

Различие схемных решений ФД обусловлено типом используемого перемножителя, наличием или отсутствием амплитудных ограничителей, способом формирования опорного напряжения.

В качестве перемножителя сигнала и опорного напряжения могут быть использованы нелинейные элементы, параметрические системы, дифференциальные каскады (ДК), интегральные перемножители аналоговых сигналов (ПАС), операционные усилители с управляемой обратной связью.

При использовании инструментальных ПАС для ограничения амплитуд сигнала или опорного напряжения на их входах устанавливают амплитудные ограничители. Микросхемы ПАС общего применения не требуют установки амплитудных ограни-

чителей, так как обеспечивают эффективное ограничение амплитуд при больших амплитудах входных сигналов. Схема ФД на ИМС К526ПС1 приведена на рис. 7 в параграфе 2.2. В микросхемах ДК ограничивается только амплитуда опорного напряжения, для ограничения амплитуды сигнала, подаваемого на вход генератора тока, к этому входу подключают ограничитель.

Покажем на примере схемы, приведенной на рис. 1, а, что *при ограниченных сигналах, поступающих на входы перемножителя, детекторная характеристика линеаризуется и становится треугольной, исчезает зависимость коэффициента передачи детектора от амплитуды сигнала.*

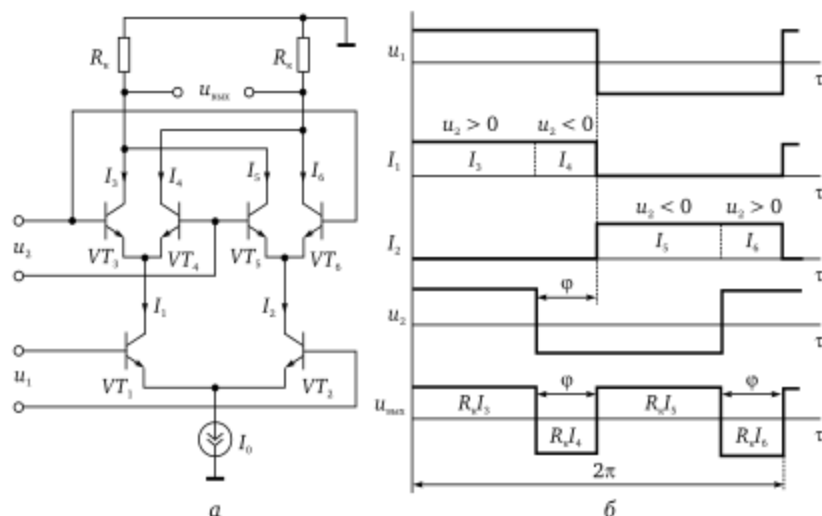


Рис. 1

На временных диаграммах изображены:

- входные напряжения u_1 , u_2 прямоугольной формы, поступающие на входы аналогового перемножителя со сдвигом фаз, равным φ ;

- токи I_1 , I_2 , протекающие через транзисторы VT_1 , VT_2 . При $u_1 > 0$ открыт транзистор VT_1 и через него протекает ток $I_1 = I_0$; при $u_1 < 0$ открыт транзистор VT_2 и через него протекает ток $I_2 = I_0$. Здесь же показано, как распределяются токи I_1 , I_2 при протекании через транзисторы VT_3 — VT_6 . При $u_2 > 0$ открыт транзистор VT_3 и через него протекает ток $I_3 = I_1 = I_0$; при $u_2 < 0$ открыт транзистор VT_4 и через него протекает ток $I_4 = I_1 = I_0$. Аналогично для другой пары транзисторов: при $u_2 < 0$ открыт

транзистор VT_5 и через него протекает ток $I_5 = I_2 = I_0$; при $u_2 > 0$ открыт транзистор VT_6 и через него протекает ток $I_6 = I_2 = I_0$;

- выходное напряжение $u_{\text{вых}} = R_K(I_3 - I_4 + I_5 - I_6)$, постоянная составляющая которого, как очевидно из рис. 1, б, зависит от сдвига фаз между напряжениями u_2 и u_1 и определяется следующими соотношениями:

$$\begin{aligned} U_{\text{вых}} &= R_K I_0 (\pi - 2\varphi) / \pi \text{ для } \varphi = 0 \dots \pi; \\ U_{\text{вых}} &= R_K I_0 (\pi + 2\varphi) / \pi \text{ для } \varphi = -\pi \dots 0. \end{aligned} \quad (4)$$

В справедливости (4) можно убедиться непосредственно из временной диаграммы на рис. 1, б для $u_{\text{вых}}$: $u_{\text{вых}} = U_{\text{вых}} = R_K I_0$ при $\varphi = 0$; $u_{\text{вых}} = U_{\text{вых}} = -R_K I_0$ при $\varphi = \pm\pi$. Соотношение (4) представляет собой детекторную характеристику треугольной формы (рис. 2), которая при расширении пределов изменения φ является периодической функцией. Если начальный фазовый сдвиг между входными напряжениями u_2 , u_1 принять равным $\varphi = \pm\pi/2$, то детекторная характеристика будет начинаться из нуля. Коэффициент передачи ФД определяется тангенсом угла наклона детекторной характеристики ($K_{\text{ФД}} = \pm 2R_K I_0 / \pi$) и не зависит от амплитуд входных напряжений u_1 , u_2 .

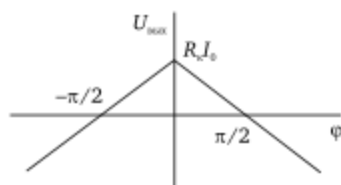


Рис. 2

2.6. Частотные детекторы

Общие сведения. Частотный детектор (ЧД) предназначен для выделения модулирующей функции из ЧМ-сигнала, т. е. ЧД преобразует входной ЧМ-сигнал

$$u_{\text{вх}}(t) = U_c \cos\{\omega_c t + \Delta\omega(t)\} + \varphi_c \quad (1)$$

в выходной сигнал

$$u_{\text{вых}}(t) = K_{\text{ЧД}} \Delta\omega(t),$$

где U_c , $\omega_c = 2\pi f$, φ_c — амплитуда, средняя частота (обычно промежуточная) и начальная фаза ЧМ-сигнала; $\Delta\omega(t)$ — модулирующая функция, отражающая закон изменения передаваемой

информации; $K_{\text{ЧД}} = \text{const}$ — (размерный) коэффициент передачи ЧД.

Основными показателями ЧД являются:

- *детекторная или дискриминационная характеристика*, представляющая собой зависимость напряжения на выходе ЧД от частоты входного сигнала: $U_{\text{вых}} = \Phi(\omega_c)$. Детекторная характеристика может быть получена экспериментально (рис. 1). Ее основными параметрами являются частота ω_0 , при которой $U_{\text{вых}} = 0$; крутизна $S = K_{\text{ЧД}} = \partial U_{\text{вых}} / \partial \omega_c$ при $\omega_c = \omega_0$; разворот характеристики $\Delta\Omega = \omega_2 - \omega_1$. При использовании ЧД по основному назначению, т. е. для детектирования ЧМ-сигнала, его детекторная характеристика должна быть линейной; разворот характеристики должен обеспечить заданные пределы изменения частоты. Так как детекторная характеристика на частоте ω_0 проходит через нуль, ЧД может быть использован в качестве различителя (дискриминатора) частоты в системе автоматической подстройки частоты. В этом случае предъявляются повышенные требования к стабильности и к значению крутизны S (оно должно быть как можно больше);

- *коэффициент передачи по напряжению*, который определяется при изменении частоты по гармоническому закону $(\Delta\omega t) = \Delta\omega_m \cos \Omega t$, где $\Delta\omega_m$ — девиация частоты, как отношение амплитуды U_Ω напряжения на выходе ЧД к амплитуде напряжения входного сигнала: $K_{\text{ЧДУ}} = U_\Omega / U_c$;

- *коэффициент фильтрации*, определяемый отношением $k_\Phi = U_{c \text{ вых}} / U_c$, где $U_{c \text{ вых}}$ — амплитуда напряжения сигнала (промежуточной частоты), проникающего на выход детектора;

- *частотные и нелинейные искажения*, которые определяются при изменении частоты ЧМ-сигнала по гармоническому закону. Частотные искажения оценивают по частотной харак-

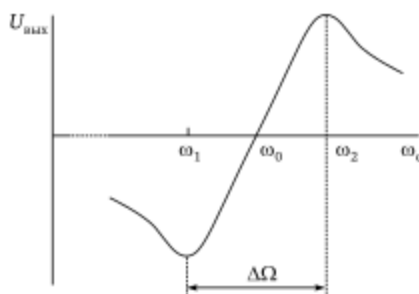


Рис. 1

теристике ЧД, представляющей собой зависимость амплитуды U_{Ω} напряжения на выходе ЧД от частоты модулирующего сигнала Ω : $U_{\Omega} = \Psi(\Omega)$. Для оценки нелинейных искажений используются коэффициентом гармоник

$$k_r = \frac{\sqrt{U_{2\Omega}^2 + U_{3\Omega}^2 + \dots}}{U_{\Omega}}.$$

Выделяют два типа ЧД. Рассмотрим их особенности.

Детекторы с преобразованием ЧМ в АМ. Детекторы этого типа содержат преобразователь ЧМ-сигнала в АМ-сигнал и два амплитудных детектора. Преобразователь частотной модуляции в амплитудную выполняется на основе линейной цепи, амплитудно-частотная характеристика которой имеет *линейный участок*. В качестве такой линейной цепи обычно используют две резонансные системы (колебательные контуры или пьезокерамические, пьезоэлектрические и другие типы полосовых фильтров), расстроенные симметрично относительно средней частоты входного сигнала. Частотно-амплитудный преобразователь имеет два выхода, которые подключаются к двум встречно включенным АД.

Такая структура ЧД позволяет получить детекторную в виде нечетной функции относительно ω_0 .

В качестве примера рассмотрим ЧД (рис. 2, а), выполненный на монолитном пьезофильтре в виде гибридной интегральной схемы [22]. Входное напряжение $u_{\text{вх}}(t)$ подводится к возбуждающим электродам 1—1 фильтра, с которыми связаны две резонансные области 2—2 и 3—3. Одна из областей настроена на частоту ω_1 , другая — на частоту ω_2 . Частоты ω_1 , ω_2 расположены симметрично относительно средней частоты $\omega_c = \omega_0$ входного сигнала. Напряжения с выходов областей фильтра подаются на два встречно включенных АД. Поэтому для любой фиксированной частоты $\omega = \text{const}$ входного сигнала напряжение на выходе АД равно

$$U_{\text{вых}} = K_{\text{АД}}(U_2 - U_1),$$

где $K_{\text{АД}}$ — коэффициент передачи АД; U_1 , U_2 — соответственно амплитуды напряжений с частотой ω на электродах 2—2 и 3—3, определяемые амплитудно-частотными характеристиками областей фильтра.

Амплитудно-частотные характеристики областей 2—2 и 3—3 фильтра приведены на рис. 2, б в виде зависимостей $-U_1 = \varphi(\omega)$

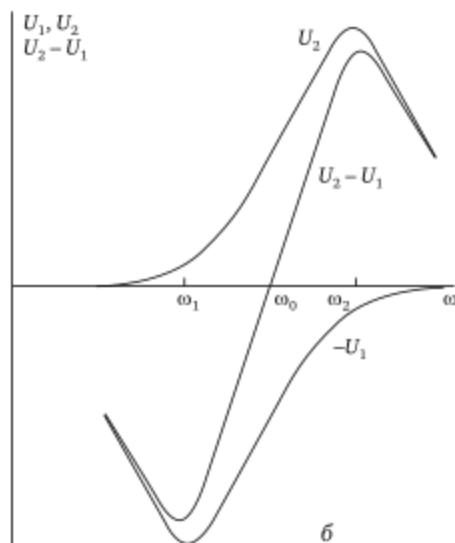
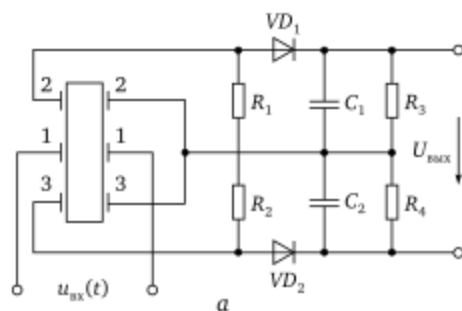


Рис. 2

и $U_2 = \phi(\omega)$. На этом же рисунке приведена зависимость $U_2 - U_1 = \Phi(\omega)$, представляющая собой, по сути дела, детекторную характеристику ЧД.

Детекторы с преобразованием ЧМ в ФМ. В детекторах этого типа используются преобразователь ЧМ-сигнала в ФМ-сигнал и фазовый детектор. Частотно-фазовый преобразователь должен иметь *линейную фазочастотную характеристику*, сдвинутую на угол $\pm 90^\circ$. Наиболее широкое распространение в качестве такого преобразователя получили *LC-контуры* (рис. 3).

Для цепи на рис. 3, а выражение коэффициента передачи по напряжению в комплексной форме имеет следующий вид:

$$K_{\text{ФПЧ}} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = K \exp j\varphi = \frac{\omega CR_K}{\sqrt{1+\xi^2}} \exp j(90^\circ - \arctg \xi), \quad (2)$$

где K, φ — соответственно модуль коэффициента передачи и угол сдвига выходного напряжения; $\xi = Q_K(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)$ — обобщенная расстройка; $\omega_0 = [L_K(C_K + C)]^{-0,5}$ — резонансная частота; $Q_K = \omega_0(C_K + C)R_K$ — добротность контура.

Для частотно-фазового преобразователя в виде последовательного контура (рис. 3, в) выражение коэффициента передачи имеет аналогичную форму:

$$K_{\text{ФПЧ}} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = K \exp j\varphi = \frac{\omega Q_K}{\omega_0 \sqrt{1+\xi^2}} \exp j(90^\circ - \arctg \xi), \quad (3)$$

где $\omega_0 = L_K C_K^{-0,5}$ — резонансная частота; $Q_K = \omega_0 L_K / R_K$ — добротность контура. При подаче на вход частотно-фазового преобразователя ЧМ-сигнала (1) напряжение на его выходе с учетом (2), (3) будет изменяться по следующему закону:

$$U_{\text{ФПЧ вых}}(t) = KU_c \sin\{\arctg \xi - [\omega_0 + \Delta\omega(t)]t - \varphi_c\}. \quad (4)$$

В ФД напряжение (4) перемножается с напряжением ЧМ-сигнала (1) и подавляется составляющая с частотой $2\omega_c$. Напряжение на его выходе имеет вид

$$U_{\text{вых}}(t) = 0,5K_M KU_c^2 \sin(\arctg \xi) = 0,5K_M KU_c^2 \frac{\xi}{\sqrt{1+\xi^2}}, \quad (5)$$

где K_M — масштабный коэффициент перемножителя.

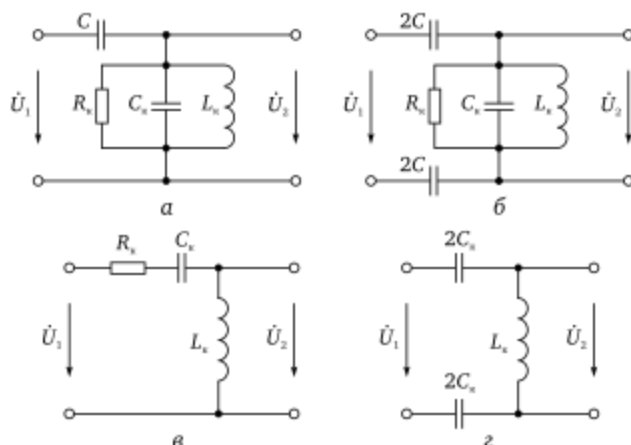


Рис. 3

При условии $\omega = \omega_c \approx \omega_0$ из (5) получим следующие выражения детекторной характеристики:

- для ЧД с частотно-фазовым преобразователем с параллельным контуром (рис. 3, а)

$$U_{\text{вых}} = 0,5\omega_0 C R_k K_M U_c^2 \frac{\xi}{1 + \xi^2};$$

- для ЧД с частотно-фазовым преобразователем с последовательным контуром (рис. 3, з)

$$U_{\text{вых}} = 0,5Q_k K_M U_c^2 \frac{\xi}{1 + \xi^2},$$

где $\xi = 2Q_k \Delta\omega / \omega_0$.

В третьей главе при рассмотрении вопросов построения функциональных узлов ЧМ-приемников приведены варианты схем ЧД, используемых в интегральных схемах.

Глава 3

ПОСТРОЕНИЕ РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ НА ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМАХ

3.1. Общие сведения о радиоприемных устройствах

Принципы передачи информации по радиоканалу. Один из способов передачи информации от источника к потребителю состоит в использовании в качестве линии для передачи сообщений открытого пространства или эфира. Его достоинством является возможность обмена информацией между движущимися объектами. При передаче информации по радиоканалу *средством ее доставки служат электромагнитные колебания* (радиоволны), которые распространяются в открытом пространстве с малым затуханием. Для получения представления о процессах, протекающих при передаче информации по радиоканалу в радиопередающем и радиоприемном устройствах, воспользуемся схемой на рис. 1.

Для создания электромагнитных колебаний используется *высокочастотный тракт* радиопередающего устройства, содержащий:

- задающий генератор ЗГ, который вырабатывает гармонические колебания с требуемыми частотами;

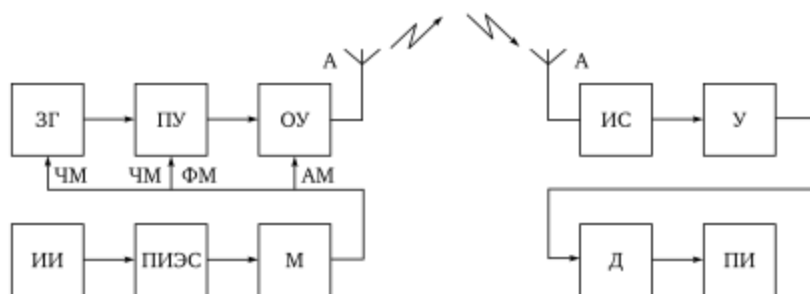


Рис. 1

- предварительный усилитель ПУ,
- оконечный усилитель ОУ, обеспечивающий требуемую выходную мощность радиопередающего устройства;
- передающую антенну А, предназначенную для преобразования электрических колебаний в электромагнитные волны и излучения их в открытое пространство.

Средство доставки информации, в качестве которого используются электромагнитные колебания, необходимо «загрузить» передаваемым сообщением, как почтовый вагон — письмами, бандеролями, посылками. Иначе оно уйдет в путь пустым. Процесс вложения информации в электромагнитные колебания называется *модуляцией* и состоит в изменении амплитуды, частоты или фазы электромагнитных колебаний по закону передаваемого сообщения.

Для осуществления модуляции используется *низкочастотный тракт* радиопередающего устройства. Поступающее от источника информации ИИ сообщение (например, звуковые колебания, создаваемые человеком) преобразуется в электрический сигнал. Для этого используется преобразователь информации в электрический сигнал ПИЭС (микрофон). Копия передаваемого сообщения в виде электрического сигнала поступает на модулятор М. При *амплитудной модуляции* АМ модулятором служит мощный усилитель низкочастотных (звуковых) колебаний, с помощью которого изменяется коэффициент усиления оконечного усилителя, а следовательно, амплитуда высокочастотных колебаний на его выходе. При *фазовой* и *частотной* модуляции (ФМ, ЧМ) модулятор строится, как правило, на варикапах, емкость которых зависит от напряжения. Фазовая модуляция осуществляется в каскадах предварительного усилителя. При изменении емкости варикапов, подключенных к колебательному контуру резонансного усилителя, происходит его расстройка, в результате чего изменяется фазовый сдвиг колебаний на выходе усилителя. Частотная модуляция осуществляется двумя способами: прямым и косвенным. При *прямом способе осуществления частотной модуляции* варикапы подключаются к контуру задающего генератора. При изменении емкости варикапов происходит изменение резонансной частоты контура и, следовательно, частоты генерируемых колебаний. *Косвенный способ осуществления частотной модуляции* состоит в использовании фазового модулятора, на входе которого включен

интегратор. Это обусловлено тем, что между частотой и фазой существует взаимосвязь: $\omega = d\varphi/dt$.

В процессе распространения радиоволн плотность потока энергии быстро убывает. Если передающая антенна излучает энергию равномерно во все направления, то мощность передатчика равномерно распределяется по всей поверхности верхней полусферы. Поэтому приемной антенны достигает лишь малая часть излученной энергии. В приемной антенне энергия электромагнитных волн преобразуется в энергию электрических колебаний. Так как на приемную антенну воздействуют электромагнитные колебания, поступающие от различных источников, одной из основных функций радиоприемного устройства является выделение колебаний с требуемой частотой. По этим причинам *высокочастотный тракт* радиоприемного устройства должен содержать избирательную систему ИС в виде колебательных контуров или фильтров и усилитель У с большим коэффициентом усиления. С помощью детектора Д из высокочастотных колебаний выделяется передаваемая информация (звуковые колебания), а с помощью приемника информации ПИ (содержащего усилитель звуковых колебаний и динамик) осуществляется преобразование принятых сообщений к требуемому виду.

Основные показатели радиоприемных устройств. К ним относятся:

- *диапазон принимаемых частот*;
- *чувствительность* — способность приемника принимать слабые сигналы. Для количественной оценки чувствительности приемников длинных, средних и коротких волн с наружной антенной используют минимальную ЭДС на входе приемника, при которой на его выходе развивается номинальная мощность. Для приемников метрового диапазона дополнительно задается соотношение мощностей сигнал/шум (10/1, 5/1, 3/1). Для приемников с ферритовой антенной чувствительность оценивается минимальной напряженностью электрического поля вблизи приемной антенны;
- *избирательность* — способность приемника принимать требуемые сигналы. Для избирательности могут быть использованы любые отличительные признаки сигналов. Наиболее часто используется частотный признак. В этом случае количественно избирательность оценивается *ослаблением* сигнала-помехи при

заданной его частоте или расстройке по отношению к полезному сигналу (избирательность по соседнему каналу, избирательность по зеркальному каналу) либо коэффициентом прямоугольности, представляющим собой отношение полос пропускания приемника на уровне $d = 0,707$ и $d = 0,1; 0,01; 0,001$;

- показатели, определяющие качество принимаемой информации (коэффициенты частотных и нелинейных искажений).

Структурные схемы радиоприемных устройств и их сравнительная оценка. На рис. 2 изображены структурные схемы трех типов радиоприемных устройств. Рассмотрим их особенности.



Рис. 2

Приемник прямого усиления. Приемники этого типа содержат антенну А, входную цепь ВЦ, усилитель высокой частоты УВЧ, детектор Д, усилитель низкой частоты УНЧ и динамик. Они не обеспечивают:

- высокой чувствительности, так как усиление сигнала до детектора происходит на высокой частоте и весьма трудно построить усилитель с большим значением устойчивого коэффициента усиления;
- высокой избирательности, поскольку необходимо подавить колебания соседних каналов (рис. 3). Проблема состоит в создании высокочастотного полосового фильтра, в диапазонных радиоприемниках она усугубляется тем, что такой фильтр должен быть перестраиваемым.

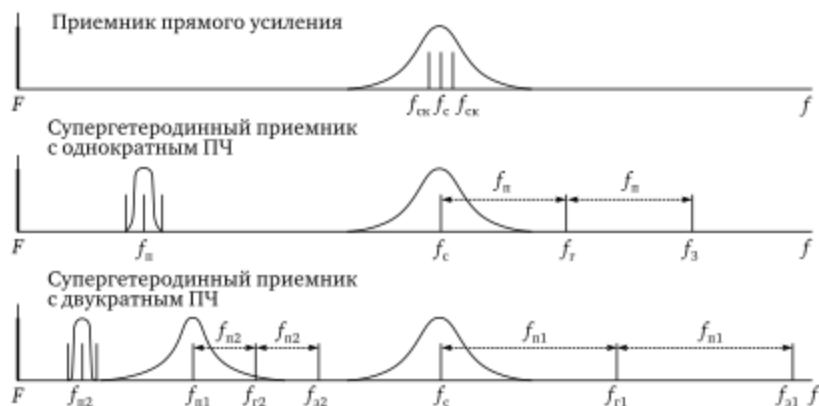


Рис. 3

Супергетеродинный приемник с однократным преобразованием частоты. Такой радиоприемник по сравнению с приемником прямого усиления дополнительно содержит преобразователь частоты ПЧ (гетеродин со смесителем) и усилитель промежуточной частоты с фильтром, настроенным на фиксированную частоту (рис. 2). В диапазонных радиоприемниках для фиксации значения промежуточной частоты одновременно с перестройкой сигнального контура входной цепи перестраивается и контур гетеродина. Введение указанных функциональных узлов позволяет:

- **повысить чувствительность приемника**, так как основное усиление до детектора происходит на более низкой промежуточной частоте f_n , чем частота принимаемого сигнала f_3 (рис. 3), и обеспечивается УПЧ, имеющим большое значение устойчивого коэффициента усиления;
- **повысить избирательность приемника по соседнему каналу**, поскольку построение фильтра на фиксированную и более низкую промежуточную частоту, чем частота принимаемого сигнала, не составляет технических трудностей.

Однако, как очевидно из рис. 3, в супергетеродинном приемнике с однократным преобразованием частоты возникает дополнительный канал приема (зеркальный канал) на частоте f_3 , отстоящий от частоты сигнала f_c выше на $2f_n$ (или ниже, если частота гетеродина $f_r < f_c$). Подавление колебаний с частотой f_3 осуществляется с помощью входной цепи. С повышением частоты f_c принимаемого сигнала для сохранения заданного ослабления колебаний с частотой f_3 необходимо либо увеличивать

число контуров во входной цепи, либо увеличивать значение промежуточной частоты, чтобы дальше отнести частоту зеркального канала от частоты сигнала. Первая мера не всегда целесообразна, особенно в диапазонных перестраиваемых приемниках. При увеличении промежуточной частоты начинают проявляться недостатки, присущие приемнику прямого усиления. Эти недостатки устраняются с помощью второго преобразования частоты.

Супергетеродинный приемник с двукратным преобразованием частоты. В приемнике с двукратным преобразованием частоты используются два ПЧ и два УПЧ (рис. 2). Основное усиление обеспечивает УПЧ2, а ослабление соседнего канала — фильтр, настроенный на вторую промежуточную частоту (рис. 3). Двукратное преобразование частоты позволяет повысить избирательность приемника по соседним каналам и первому зеркальному каналу. Недостатки приемников с двукратным преобразованием частоты обусловлены наличием второго зеркального канала и дополнительными узлами.

Назначение и виды регулировок в радиоприемниках. Регулировки предназначены для установки и поддержания режимов работы узлов и отдельных элементов приемника, обеспечивающих наилучшие условия приема сигналов.

По назначению и цели регулирования различают:

- *регулировки, связанные с формированием частотной и фазовой характеристик приемника* (настройка приемника на заданную частоту, подстройка частоты приемника, регулировка полосы пропускания приемника, регулировка амплитудно-частотной характеристики — тембра, установка требуемых фазовых соотношений между сигналами и др.);

- *регулировки, обеспечивающие требуемый электрический режим работы отдельных элементов и узлов* (установка режимов работы электронных приборов, регулировка усиления приемного тракта, согласование между отдельными элементами для получения оптимальных режимов и др.).

По способу регулирования следует выделить два типа регулировок:

- *ручные регулировки* (перестройка приемника по диапазону, регулировка громкости, тембра, полосы пропускания и др.);
- *автоматические регулировки* (усиления и частоты).

Рассмотрим основные виды регулировок в приемниках.

Настройка приемника на заданную частоту. Перестройка приемника в диапазоне частот осуществляется одновременным изменением частот настройки сигнальных контуров преселектора (входной цепи и УВЧ) и контура гетеродина таким образом, чтобы получить постоянную разность частот $|f_{г0} - f_{с0}|$, близкую к значению промежуточной частоты f_n . Рассмотрим особенности диапазонной перестройки приемника при следующих условиях:

- в качестве перестраиваемого элемента используется прямочастотный конденсатор переменной емкости (КПЕ), обеспечивающий плавную перестройку колебательных контуров с достаточно большим коэффициентом перекрытия по частоте $K_{f\text{КПЕ}} = (C_{\text{max}}/C_{\text{min}})^{0,5} = 2,5 \div 3,5$. При этом способе настройки приемника общий блок КПЕ, роторные пластины которого размещены на одной оси, должен содержать число отдельных секций, равное числу перестраиваемых контуров. Ось блока механически связана через верньерное устройство с ручкой плавной настройки приемника. При вращении роторных пластин прямочастотного КПЕ резонансная частота контура изменяется прямо пропорционально углу поворота. Все секции блока КПЕ идентичны и обеспечивают одинаковый коэффициент перекрытия по частоте;

- преселектор содержит один контур;
- частота настройки контура гетеродина выше частоты настройки сигнального контура ($f_{г0} > f_{с0}$).

Если контуры преселектора и гетеродина образованы из катушки индуктивности и КПЕ, то при перестройке КПЕ требуемая разность частот $|f_{г0} - f_{с0}| \approx f_n$ может быть получена только в одной точке диапазона. Это обусловлено тем, что КПЕ может обеспечить только одно значение коэффициента перекрытия по частоте $K_{f\text{КПЕ}} = (C_{\text{max}}/C_{\text{min}})^{0,5}$, а требуемые коэффициенты перекрытия по частоте сигнального и гетеродинного контуров имеют различные значения:

$$K_{fс} = f_{с0\text{max}}/f_{с0\text{min}}; K_{fг} = (f_{с0\text{max}} + f_n)/(f_{с0\text{min}} + f_n),$$

причем $K_{fс} > K_{fг}$.

Таким образом, плавная настройка приемника на заданную частоту требует сопряжения контуров, т. е. введения дополнительных элементов для получения разности резонансных частот сигнального и гетеродинного контуров, близкой к промежуточной частоте во всем диапазоне. Для сопряжения контуров

в трех точках диапазона достаточно в контур гетеродина дополнительно ввести два конденсатора, как показано на рис. 4, а. В этом случае индуктивность сигнального контура L_c и одно из значений емкостей C_{\min} или C_{\max} КПЕ определяются из уравнений

$$f_{c0\min} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_c C_{\max}}}; \quad f_{c0\max} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_c C_{\min}}}$$

Затем, задавшись значениями частоты сигнала $f_{c0,k}$ ($k = 1, 2, 3$) в трех точках диапазона, из системы уравнений

$$f_{r0,k} - f_{c0,k} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_c \frac{C_1(C_2+C)}{C_1+C_2+C}}} - \frac{1}{2\pi\sqrt{L_c C}} = f_n, \quad \text{где } C = \frac{1}{(2\pi f_{c0,k})^2 L_c},$$

находим параметры контура гетеродина L_c, C_1, C_2 .

На рис. 4, б представлена графическая интерпретация сопряжения контуров. Пунктирной линией показана требуемая зависимость резонансной частоты контура гетеродина при диапазоне

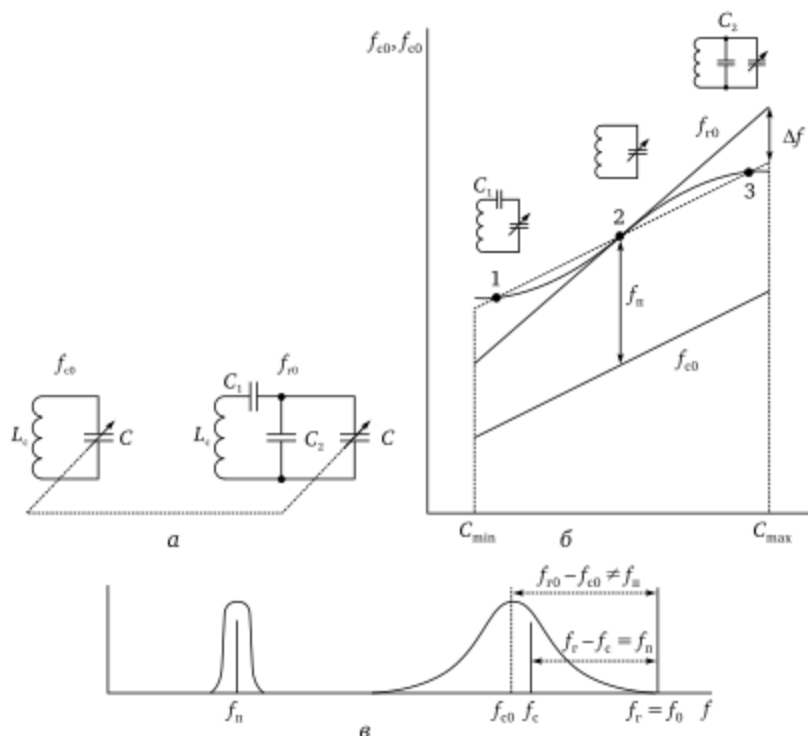


Рис. 4

ной перестройке приемника, обеспечивающая разность резонансных частот сигнального и гетеродинного контуров во всем диапазоне равную f_{Π} . Сплошная линия, с большей крутизной, отражает зависимость резонансной частоты контура гетеродина при отсутствии элементов сопряжения C_1 и C_2 . Если индуктивность L_T контура гетеродина выбрана из условия получения $f_{г0} - f_{с0} = f_{\Pi}$ на центральной частоте диапазона приемника, то на краях диапазона «рассопряжение» контуров будет составлять $\pm \Delta f$. Как очевидно из рис. 4, б, при включении в контур гетеродина конденсаторов $C_1 > C_{\max}$, $C_2 < C_{\min}$ кривая зависимости резонансной частоты гетеродинного контура от емкости КПЕ более плотно примыкает к пунктирной линии. В нижней части диапазона на $f_{г0}$ оказывает влияние только конденсатор C_1 , поэтому $f_{г0}$ увеличится; в верхней части диапазона на $f_{г0}$ влияет C_2 , увеличивая результирующую емкость гетеродинного контура, поэтому $f_{г0}$ уменьшится.

Приемник всегда настраивается так, что принимаемый сигнал попадает в полосу пропускания УПЧ (иначе он не будет воспринят). При этом разность частот колебаний гетеродина и принимаемого сигнала равна промежуточной частоте, т.е. $f_{г} - f_{с} = f_{\Pi}$. Частота настройки контура гетеродина практически совпадает с частотой колебаний гетеродина ($f_{г0} = f_{г}$), поэтому *неточность сопряжения гетеродинного и сигнального контуров приводит к некоторому ослаблению сигнала* (рис. 4, в).

Автоматическая подстройка частоты (АПЧ). *Общие сведения.* Частоты сигналов передатчика и гетеродина в приемнике подвержены случайным изменениям вследствие различных дестабилизирующих факторов. Непостоянство указанных частот вызывает изменение промежуточной частоты в процессе приема сигналов, изменение уровня и даже возможное пропадание сигнала. Для устранения указанного недостатка можно расширить полосу пропускания приемника, однако такая мера приведет к увеличению уровня шумов, мощность которых равна произведению спектральной плотности шума на полосу пропускания. Более рациональным способом сохранения постоянства промежуточной частоты является автоматическая подстройка частоты гетеродина приемника.

Принцип действия существующих систем АПЧ основан на автоматическом измерении частоты отклонения колебаний гетеродина от некоторого эталонного (номинального) значе-

ния и управлении частотой колебаний в сторону уменьшения ее отклонения. Эффективность АПЧ оценивается коэффициентом автоподстройки

$$K_{\text{АПЧ}} = \Delta f_{\text{выкл}} / \Delta f_{\text{вкл}}$$

где $\Delta f_{\text{выкл}}$, $\Delta f_{\text{вкл}}$ — отклонение частоты гетеродина от эталонного значения при выключенной (разомкнутой) и включенной (замкнутой) системе АПЧ.

При **классификации систем АПЧ** используют следующие признаки:

- вид стабилизируемой частоты (системы, стабилизирующие промежуточную частоту; системы, стабилизирующие частоту колебаний гетеродина);
- тип измерителя отклонения частоты (системы частотной автоподстройки частоты ЧАПЧ, использующие в качестве измерителя частотный дискриминатор; системы фазовой автоподстройки частоты ФАПЧ, использующие в качестве измерителя фазовый дискриминатор);
- режим работы измерителя (непрерывные системы АПЧ; импульсные системы АПЧ);
- способ вхождения в режим автоподстройки (поисковые системы АПЧ; беспоисковые системы АПЧ).

Системы частотной АПЧ. Рассмотрим непрерывные системы АПЧ, в которых осуществляется непрерывное измерение отклонения частоты.

Системы, стабилизирующие промежуточную частоту. Функциональная схема такой системы приведена на рис. 5. В ее состав входят:

- смеситель C , УПЧ и частотный дискриминатор ЧД, выполняющие функции измерителя отклонения частоты. При этом безразлично, какая из частот (сигнала f_c или гетеродина f_r) является нестабильной;
- гетеродин Γ , выполняющий функции автогенератора с управляемой частотой;
- регулятор частоты $РЧ$, предназначенный для изменения частоты гетеродина. В качестве $РЧ$ обычно ис-

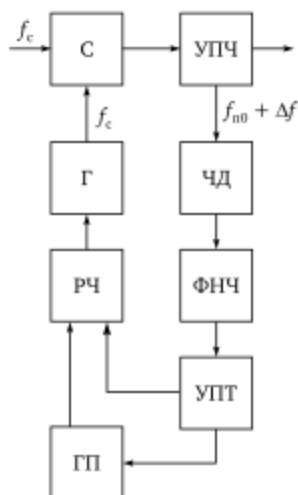


Рис. 5

пользуются варикапы, которые подключаются к контуру гетеродина, задающему частоту генерируемых колебаний;

- *фильтр нижних частот ФНЧ*, подавляющий высокочастотные составляющие;
- *усилитель постоянного тока УПТ*, обеспечивающий требуемый режим работы РЧ;
- *генератор поиска ГП*, предназначенный для вхождения системы АПЧ в режим слежения за изменением промежуточной частоты.

Рассмотрим **принцип работы** системы. В режиме поиска ГП вырабатывает колебания треугольной или пилообразной формы, изменяя частоту гетеродина в заданных пределах. После того как сигнал попадает в полосу пропускания УПЧ, на выходе ЧД появляется напряжение, которое после усиления УПТ поступает:

- на генератор поиска для его отключения;
- на регулятор частоты для вхождения в режим слежения за изменениями промежуточной частоты.

В режиме слежения колебания с промежуточной частотой поступают на ЧД. При изменении частоты сигнала f_c или гетеродина f_r значение промежуточной частоты будет отклоняться от номинального значения $f_{п0}$, которое соответствует нулю дискриминатора, на Δf . Поэтому в зависимости от знака отклонения Δf на выходе ЧД появится постоянная составляющая напряжения того знака, который вызовет изменение частоты гетеродина f_r в сторону уменьшения отклонения Δf .

Системы, стабилизирующие частоту гетеродина. Рассмотрим особенности таких систем на примере системы с измерителем на основе колебательного контура (рис. 6, а). Система АПЧ содержит:

- *колебательный контур КК*, генератор низкой частоты ГНЧ, амплитудный АД и фазовый ФД детекторы, выполняющие функции **измерителя** отклонения частоты гетеродина от номинального значения;
- *фильтр нижних частот ФНЧ*, усилитель постоянного тока УПТ, регулятор частоты РЧ и гетеродин Г, назначение и выполняемые функции которых изложены выше.

Рассмотрим **особенности работы** системы АПЧ. С помощью ГНЧ в гетеродине осуществляется частотная модуляция. Пределы частоты весьма малы, поэтому на прием сигналов та-

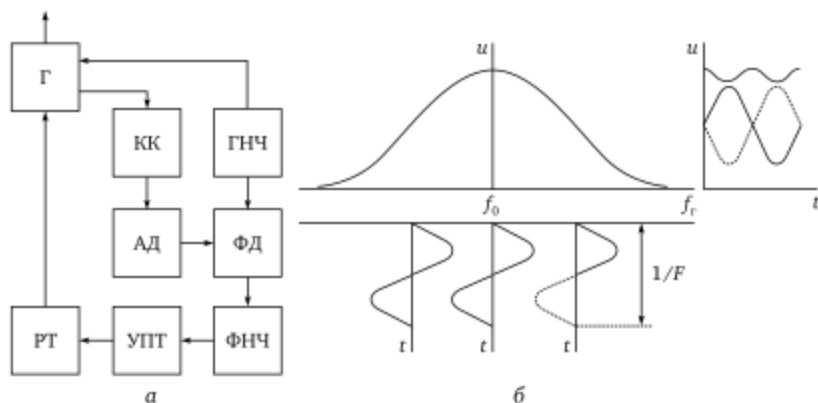


Рис. 6

кой режим не влияет. Выходное напряжение гетеродина с периодически изменяющейся частотой подводится к колебательному контуру КК. В зависимости от частоты колебаний гетеродина по отношению к резонансной частоте f_0 КК возникает три вида амплитудно-модулированных колебаний (рис. 6, б):

- если средняя частота колебаний гетеродина равна резонансной частоте f_0 КК, то огибающая АМ-колебаний изменяется с удвоенной частотой $2F$ ГНЧ;
- при отклонении частоты колебаний гетеродина в ту или другую сторону от f_0 частоты огибающих АМ-колебаний равны F , а фазы имеют сдвиг на 180° .

Огибающая АМ-колебаний выделяется амплитудным детектором АД и подается на один из входов фазового детектора ФД. На другой вход ФД поступает напряжение с выхода ГНЧ. В результате сравнения фаз на выходе ФД формируется постоянное напряжение соответствующего знака. Это напряжение после фильтрации и усиления воздействует на регулятор частоты РЧ, изменяя частоту гетеродина в сторону резонансной частоты f_0 КК. **Стабильность частоты гетеродина определяется постоянством резонансной частоты f_0 КК.**

Системы фазовой АПЧ. Такие системы в настоящее время находят весьма широкое применение. Рассмотрим особенности структурно-функциональной организации системы ФАПЧ на примере ее использования для детектирования АМ- и ФМ-колебаний. В приведенной на рис. 7 схеме система ФАПЧ выделена штриховой линией. Рассмотрим **принцип ее работы**. На фазовый детектор ФД системы ФАПЧ подаются:

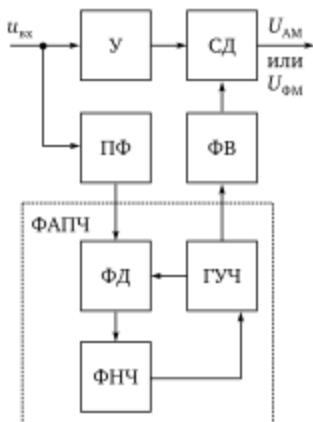


Рис. 7

- входной сигнал $u_{вх}$ после предварительной фильтрации в полосовом фильтре ПФ;

- опорное напряжение, в качестве которого используется выходное напряжение генератора с управляемой частотой ГУЧ.

Вырабатываемый ФД сигнал ошибки, определяемый разностью фаз входного сигнала и опорного напряжения, выделяется фильтром нижних частот ФНЧ и изменяет частоту ГУЧ в сторону уменьшения ошибки.

Детектирование АМ- и ФМ-сигналов выполняется в синхронном детекторе СД путем перемножения поступивших на один из его входов усиленных услителем У сигналов, а на другой — опорного напряжения с ГУЧ. На выходе СД включен фильтр нижних частот ФНЧ2 для подавления высокочастотных составляющих, возникающих при перемножении. При детектировании АМ-сигнала опорное напряжение должно быть синхронно с несущей частотой (см. параграф 2.4), а при детектировании ФМ-сигнала — сдвинуто на 90° (см. параграф 2.5). Поэтому на выходе ГУЧ включен фазовращатель ФВ, который служит также для компенсации фазовых сдвигов ПФ и У.

Автоматическая регулировка усиления (АРУ). Приемник должен обеспечивать качественный прием слабых сигналов (порядка нескольких микровольт). В реальных условиях на вход приемника могут воздействовать сигналы до сотен милливольт. Если сохранить неизменным усиление приемника, то при приеме сильных сигналов оконечные каскады приемника будут работать в режиме ограничения амплитуды, что при приеме, например, АМ-сигналов приведет к нелинейным искажениям или полной потере принимаемой информации. Таким образом, **необходимость автоматической регулировки усиления** приемника вызвана широким динамическим диапазоном изменения уровня входных сигналов (порядка 60—100 дБ), в то время как для нормальной работы оконечных каскадов и выходных устройств не должен превышать 3—8 дБ. Автоматическая регулировка усиления обеспечивает поддержание (стабилизацию) уровня сигнала на выходе усилителя промежу-

точной частоты в указанных выше пределах от радиопередатчиков различной мощности, находящихся на разных расстояниях, в меняющихся условиях распространения радиоволн.

Приведем некоторые классификационные признаки систем АРУ:

- *принцип действия.* Существенной особенностью систем АРУ от рассмотренных выше систем АПЧ является то, что регулирующее действие в них достигается не путем сравнения регулируемого параметра с эталонной величиной, а путем изменения значения самого регулируемого параметра (коэффициента усиления). По этому признаку различают системы АРУ с обратной связью, без обратной связи и комбинированные;

- *начало процесса регулировки.* Различают системы АРУ без задержки и с задержкой процесса регулировки. В системах АРУ без задержки регулировка усиления начинается с самых малых уровней сигнала, для которых целесообразно иметь наибольший коэффициент усиления; в системах АРУ с задержкой — после того, как уровень входного сигнала превысит пороговое значение;

- *непрерывность регулировки.* Этот признак разделяет системы АРУ на две группы: непрерывные системы АРУ и импульсные системы АРУ;

- *использование дополнительных усилителей.* По этому признаку различают усиленные и неусиленные системы АРУ. В усиленных системах АРУ дополнительно используются усилители постоянного тока.

Наибольшее распространение получили *непрерывные системы АРУ с обратной связью*. В качестве примера рассмотрим систему АРУ, функциональная схема которой приведена на рис. 8. Датчиком уровня колебаний несущей частоты на входе приемника служит *детектор АРУ (ДАРУ)*. К его выходу подключены:

- *фильтр нижних частот ФНЧ*, который подавляет высокочастотные составляющие и колебания звуковой частоты, возникающие на выходе ДАРУ;

- *усилитель постоянного тока УПТ*, обеспечивающий требуемый режим работы объектов регулирования, которыми являются УВЧ и первые каскады УПЧ.

Рассмотрим *принцип работы* системы АРУ. При повышении уровня колебаний несущей частоты на входе приемника увеличивается уровень сигнала на входе ДАРУ. Следовательно, уве-

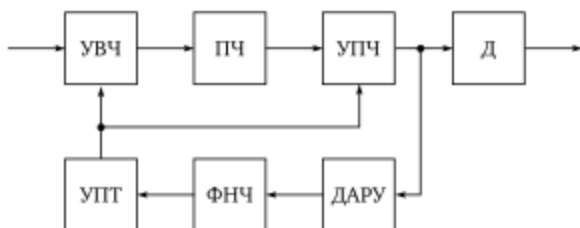


Рис. 8

личится постоянное напряжение на выходе ДАРУ, которое выделяется ФНЧ и после усиления в УПТ поступает на регулируемые каскады усиления, уменьшая их коэффициенты усиления. При уменьшении уровня сигнала на входе приемника система АРУ отработывает в противоположном направлении. Для задержки процесса регулировки усиления в ДАРУ или УПТ вводится опорное (запирающее) напряжение, которое размыкает цепь обратной связи при малых уровнях сигнала на входе приемника.

Рассмотрим некоторые **способы регулировки усиления усилительных каскадов**.

Один из широко распространенных способов регулирования усиления состоит в *изменении крутизны переходной характеристики транзисторов*, представляющей собой зависимость коллекторного тока от напряжения база-эмиттер $i_k = f(u_{бэ})$. Он может быть реализован двумя путями (рис. 9):

- непосредственной подачей регулирующего напряжения $E_{бэ} = \text{var}$ с выхода УПТ на базу транзистора усилителя с регулируемым усилением;
- изменением постоянной составляющей коллекторного тока $I_{к0} = \text{var}$. В этом случае используется регулирующий транзистор, включенный в коллекторную цепь усилительного транзистора. Напряжение с выхода УПТ подается на базу регулирующего транзистора. Такое техническое решение используется в микросхеме К237ХА2 (см. параграф 3.3).

Широкими возможностями с точки зрения регулировки усиления обладает дифференциальный усилитель с токопитающим каскадом (см. параграф 1.6). При изменении напряжения на переходе база-эмиттер транзистора токопитающего каскада изменяется крутизна, а следовательно, и коэффициент усиления дифференциального усилителя.

Если нагрузку включить в коллекторную цепь одного из транзисторов дифференциальной пары, усиливаемый сигнал

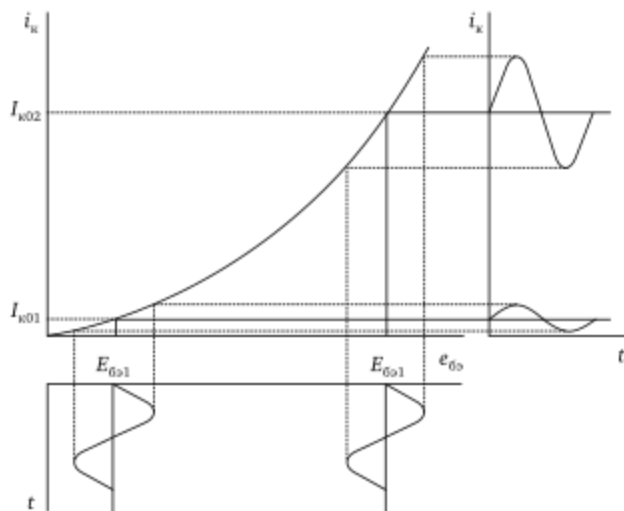


Рис. 9

подать на базу или эмиттер токопитающего каскада, а управляющее напряжение — на базы транзисторов дифференциальной пары, то благодаря перераспределению тока между транзисторами дифференциальной пары будет изменяться коэффициент усиления сигнала.

Регулировка громкости и тембра. *Регулировка громкости предназначена для изменения уровня низкочастотных колебаний на выходе приемника и реализуется с помощью ручных регуляторов усиления низкочастотного тракта.*

Часто в качестве ручного регулятора используется непровольный резистор с переменным сопротивлением, включенный в выходную цепь детектора как потенциометр. При этом необходимо иметь в виду, что воспринимаемая человеком громкость звука пропорциональна логарифму уровня низкочастотного напряжения. Для восприятия человеком изменения громкости звука, пропорционального перемещению движка (или углу поворота рукоятки) потенциометра, его сопротивление должно изменяться по показательному закону. **Достоинством** потенциометрической регулировки является простота и достаточно большая глубина регулировки, **недостатком** — изменение частотных характеристик и возможное появление шумов на выходе приемника в процессе регулировки. Из-за вносимых шумов потенциометрический регулятор включают в цепи с достаточно высоким (сотни милливольт) уровнем напряжения.

На рис. 10 приведены некоторые схемы включения регулятора громкости. При непосредственном включении потенциометра R_n к выходу детектора (рис. 10, а) с увеличением уровня громкости уменьшается суммарное сопротивление нагрузки детектора, что обусловлено шунтирующим действием входного сопротивления первого каскада УНЧ. При низком входном сопротивлении УНЧ это обстоятельство приводит к уменьшению коэффициента передачи детектора (следовательно, глубины регулировки громкости) и увеличению нелинейных искажений (за счет разделительного электролитического конденсатора большой емкости). Для устранения указанного недостатка, а также для дополнительного подавления колебаний промежуточной частоты на выходе детектора в схеме на рис. 10, б между детектором и регулятором громкости введен фильтр нижних частот (для ЧМ-приемников АЧХ фильтра имеет спад со скоростью 6 дБ на октаву). Кроме того, для устранения шорохов и тресков, возникающих при перемещении движка или вращении рукоятки потенциометра за счет протекания постоянного тока, в схему введен второй разделительный конденсатор.

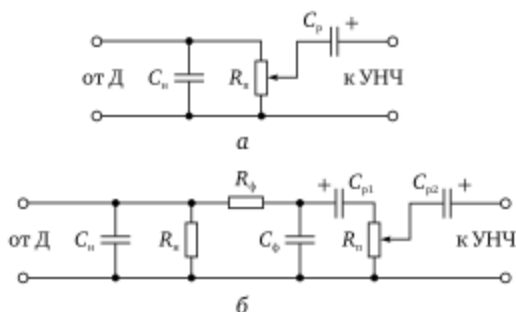


Рис. 10

Регулировка тембра (тона) продиктована спецификой восприятия человеком звука: при снижении уровня громкости хуже воспринимаются низкочастотные и высокочастотные составляющие звуковых колебаний. Частотно-зависимые регуляторы громкости, к которым относятся регуляторы тембра, позволяют изменять форму частотной характеристики низкочастотного тракта и улучшать субъективное восприятие звука. К простейшим регуляторам тембра относятся комбинированные регуляторы нижних и верхних частот, обеспечивающие изменение коэффициента передачи низкочастотного тракта

на крайних частотах звукового диапазона 20 Гц и 20 кГц в пределах $-20 \text{ — } +20 \text{ дБ}$ по отношению к частотам в области 1 кГц.

На рис. 11, а приведена схема пассивного регулятора тембра, представляющего собой два частотно-зависимых делителя напряжения. Свойства регулятора тембра определяются амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ). Изменение формы АЧХ в области нижних и верхних частот осуществляется с помощью потенциометров R_2 и R_5 , которые должны иметь логарифмическую регулировочную характеристику. Включенный между потенциометрами резистор R служит для развязки регуляторов нижних и верхних частот. На входе регулятора включен разделительный конденсатор C_p . На рис. 12 приведены АЧХ для крайних положений потенциометров R_2 и R_5 , одно из которых соответствует максимальному подъему характеристик, другое — их максимальному спаду. Характеристики определяют пределы регулирования коэффициента передачи спаренного регулятора. Недостаток пассивных регуляторов тембра проявляется в том, что их абсолютное значение коэффициента передачи меньше единицы, кроме того, весьма проблематично получить постоянство коэффициента передачи на всех частотах.

Указанных недостатков лишены активные регуляторы тембра, которые строятся на основе усилителей. Кроме того, активные регуляторы тембра имеют низкоомный выход, позволяют получить симметрию областей подъема и спада АЧХ, в них можно использовать потенциометры с линейной характеристикой регулирования. Один из возможных вариантов схем активного регулятора тембра, построенного на основе операционного усилителя, приведен на рис. 11, б.

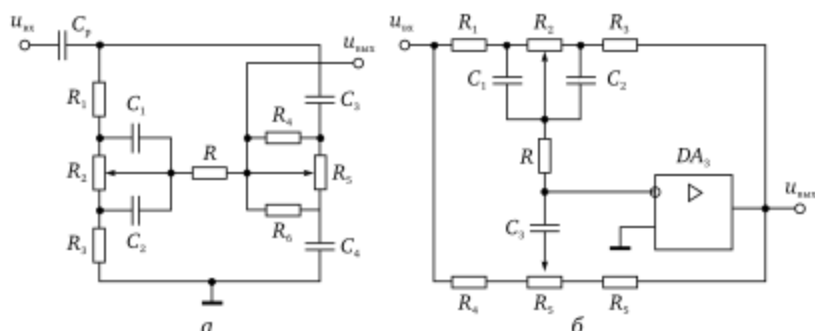


Рис. 11

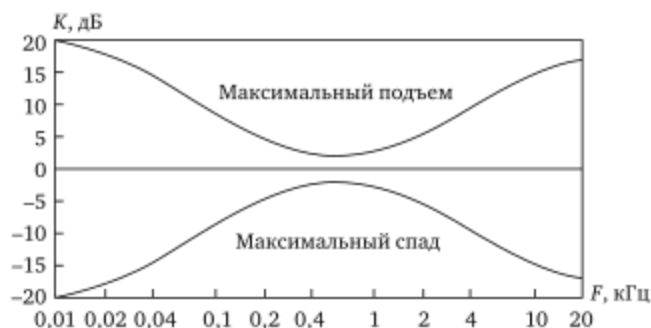


Рис. 12

В настоящее время широкое применение находят многополосные регуляторы тембра (эквалайзеры), позволяющие осуществлять независимую регулировку АЧХ усилителя на отдельных участках диапазона звуковых частот [29].

3.2. Общие сведения об аналоговых интегральных микросхемах

Особенности полупроводниковых и гибридных микросхем. При построении радиоприемных устройств используются полупроводниковые и гибридные интегральные микросхемы (ИМС).

У полупроводниковых ИМС все элементы и межэлементные соединения выполнены в объеме и на поверхности полупроводника. Элементы микросхемы формируют в полупроводниковой пластине методами селективной диффузии, эпитаксии и др. Межсоединения выполняют путем напыления узких проводящих дорожек алюминия на окисленную поверхность кремния, имеющую окна в тех местах, где должен существовать контакт дорожек с кремнием, например в области коллектора. Для соединения элементов с выводами микросхемы на проводящих дорожках создаются расширенные участки — контактные площадки. Изоляция элементов осуществляется с помощью обратного смещенного p - n -перехода либо с помощью тонкого слоя диэлектрика. Первый способ сравнительно прост и дешев, поэтому получил более широкое распространение. Изготовление полупроводниковых ИМС осуществляется групповым методом, при котором на одной пластине одновременно создается большое число одинаковых функциональных структур. Основное

достоинство полупроводниковых ИМС — высокая степень интеграции.

Гибридные ИМС изготавливаются по тонкопленочной и толстопленочной технологии. Нанесение *тонких* пленок осуществляется испарением исходного материала в высоком вакууме или катодным распылением в условиях разряда при низком давлении. Пленки наносят на всю поверхность подложки (из стекла, ситалла, керамики), а затем производят вытравливание нужного рисунка методами фотолитографии. На подложке получают проводники, резисторы и конденсаторы. Бескорпусные активные элементы (транзисторы, полупроводниковые ИМС) крепятся к контактными площадкам на подложке методами пайки или сварки. При *толстопленочной* технологии изготовления ИМС после нанесения рисунка и высушивания производится обжиг подложки в печи при высокой температуре. Активные компоненты могут монтироваться прямо к толстопленочным проводникам. Более совершенными и более распространенными являются тонкопленочные ИМС. К *достоинствам* гибридных ИМС следует отнести сравнительную простоту изготовления, большой процент выхода годных изделий, высокая точность параметров.

Система обозначений ИМС. Разработка и изготовление микросхем производится сериями. Каждая серия содержит совокупность микросхем для совместного применения, изготовленных по единой технологии и имеющих единое конструктивное оформление. Микросхемы выполняют различные функциональные преобразования сигналов.

Обозначение ИМС состоит из четырех элементов:

- *первый элемент* — цифра, указывающая тип микросхемы по конструктивно-технологическому признаку (1, 5, 6, 7 — полупроводниковые ИМС, причем цифра 7 присвоена бескорпусным микросхемам; 2, 4, 8 — гибридные ИМС, 3 — прочие ИМС);
- *второй элемент* — две-три цифры, указывающие порядковый номер разработки;
- *третий элемент* — две буквы, определяющие функциональную подгруппу и вид ИМС;
- *четвертый элемент* — одна или несколько цифр, обозначающих порядковый номер разработки ИМС в данной серии.

Для ИМС, предназначенных для использования в устройствах широкого применения, предусмотрена дополнительная

буква К в самом начале обозначения. Для характеристики материала и типа корпуса перед первым элементом могут быть добавлены следующие буквы:

- А — пластмассовый планарный корпус;
- Б — бескорпусной вариант микросхемы;
- В — металлополимерный корпус второго типа;
- И — стеклокерамический планарный корпус;
- М — керамический, металлокерамический и стеклокерамический корпус второго типа;
- Р — пластмассовый корпус второго типа;
- Ф — миниатюрный пластмассовый корпус.

В самом конце обозначения иногда добавляется буква, определяющая технологический разброс электрических параметров микросхемы.

Общая характеристика аналоговых микросхем. Большинство функциональных узлов радиоприемной аппаратуры, а иногда и весь радиоприемник, могут быть реализованы с помощью аналоговых ИМС, которые относятся к комплектующим изделиям и применяются самостоятельно или в совокупности с другими изделиями (навесными элементами). На основе аналоговых микросхем можно построить различные по назначению усилители, смесители, гетеродины, преобразователи частоты, амплитудные, частотные и фазовые детекторы, ограничители амплитуд, т. е. все узлы проектируемого приемника.

Серии выпускаемых аналоговых микросхем существенно различаются по областям преимущественного применения, функциональному составу и количеству входящих в них микросхем. Большая группа серий предназначена для создания приемопередающей аппаратуры радиосвязи, выпускаются серии для телевизионной аппаратуры, магнитофонов и других устройств. Все серии можно подразделить на функционально полные и функционально неполные.

Функционально полные серии (219, 235, К224, К245, К237, К174 и др.) состоят из широкого круга специализированных микросхем, относящихся к разным функциональным подгруппам. Каждая из этих серий позволяет создать практически все реализуемые в настоящее время в микроэлектронном исполнении узлы таких устройств, как радиоприемники, телевизоры, магнитофоны и др.

Функционально неполные серии состоят из небольшого числа специализированных микросхем (К118, 173 и др.), предназ-

наченных в основном для создания отдельных трактов аналоговой аппаратуры.

Кроме серий специализированного назначения промышленностью выпускаются серии микросхем, которые успешно могут быть использованы для создания отдельных узлов аппаратуры различного назначения. Это прежде всего серии операционных усилителей (140, 153, 740 и др.).

Для характеристик и сравнительной оценки микросхем различных серий используют характеристики и параметры, отражающие качество выполняемой микросхемой функции. Однако в инженерной практике важную роль играют и такие факторы, как напряжение питания, конструктивное оформление, предельно допустимые условия эксплуатации. Различие по величине питающих напряжений во многих случаях затрудняет и делает невозможным использование в одном устройстве микросхем различных серий, даже если они отвечают требованиям по основным функциональным параметрам. Разнообразно конструктивное оформление микросхем. Они отличаются по форме, размерам, материалу корпусов, количеству и типу выводов, массе и др. Некоторые микросхемы выпускаются в бескорпусном оформлении. По предельно допустимым условиям эксплуатации микросхемы отдельных серий также существенно отличаются друг от друга. По устойчивости к механическим воздействиям показатели микросхем близки друг к другу и значительно превосходят изделия, выполненные из отдельных элементов.

Особенности построения радиоприемных устройств на ИМС. Построение радиоприемных устройств с использованием микросхем требует учета целого ряда факторов, связанных с реализованными в них схемными решениями, номенклатурой микросхем, конструкторско-технологическим уровнем производства.

Выпускаемые промышленностью аналоговые микросхемы представляют собой, как правило, более или менее завершенные заготовки отдельных функциональных узлов или трактов приемника. Это обусловлено прежде всего техническими трудностями, разнообразием схемных решений аналоговой аппаратуры, необходимостью использования микросхем на различных частотах, с различными видами нагрузки, а также технологическими трудностями введения в микросхему фильт-

ров, катушек индуктивности и конденсаторов с большими номиналами индуктивностей и емкостей. Для удовлетворения высоких требований по избирательности в усилителях высокой частоты, преобразователях частоты и усилителях промежуточной частоты используются внешние избирательные системы в виде *LC*-контуров или фильтров сосредоточенной избирательности.

Выбор типа микросхем для проектируемого радиоприемника производится на основе технического задания и результатов эскизного расчета его функциональной схемы, исходя из функционального предназначения микросхемы. При этом необходимо учитывать:

- параметры и характеристики микросхемы, определяющие функциональные возможности микросхемы;
- параметры рабочего режима, задающие совокупность условий, необходимых для правильного функционирования микросхемы;
- эксплуатационные характеристики, определяющие уровни воздействия факторов (механических, климатических) окружающей среды, не нарушающие нормального функционирования микросхемы в пределах гарантированного ресурса при заданной надежности;
- конструктивные параметры, характеризующие габаритные и присоединительные размеры.

Числовые значения параметров и указания по применению приводятся в нормативно-технической документации на изделие и в справочниках по микросхемам. При решении вопроса о применении той или иной микросхемы в проектируемом приемном устройстве необходимо исходить из ее параметров и указаний по применению, приведенных в этой документации.

Рекомендуется, если возможно, выбирать микросхемы одной серии, так как они имеют один тип корпуса, одинаковые напряжение питания, ресурс, надежность, допустимые уровни воздействий. При этом облегчается согласование отдельных узлов между собой.

Большинство микросхем изготавливаются в расчете на питание от стандартных источников, причем в одних из них режим работы всех транзисторов подобран и не подлежит изменению, обеспечена также высокая стабильность режима при работе в диапазоне температур, в других — имеется возмож-

ность изменения режима работы. В тех случаях, когда режим работы микросхемы допускает изменения, его выбором можно изменять вид выполняемой функции. Например, путем изменения режима, типа и места подключения навесных элементов на основе микросхем дифференциального усилителя могут быть построены узлы различного функционального назначения [8].

Применение интегральных микросхем (ИМС) в качестве элементной базы радиоэлектронной аппаратуры в значительной мере повлияло на схемные решения функциональных узлов (ФУ) радиоприемников, что обусловлено:

- использованием в полупроводниковых ИМС непосредственной (гальванической) связи между отдельными каскадами. По этой причине возросла роль дифференциального усилителя с генератором стабильного тока, появились схемы перехода к каскаду с одиночным выходом, каскады сдвига уровня и др.;
- необходимостью использования транзисторной структуры для создания интегрального диода. Поэтому в ИМС исчезли схемные решения диодных детекторов;
- снятием ограничения на число транзисторов при построении схемы ФУ, поскольку введение дополнительных транзисторных структур в ИМС практически не отражается на ее показателях (стоимость, габарит, число выводов и др.). Избыточность транзисторов, направленная на улучшение характеристик ФУ, расширила круг возможных схемных решений: появились гетеродины, в которых задействовано несколько транзисторов; смесители строятся на основе одного или двух дифференциальных каскадов, шире используются обратные связи, динамические нагрузки в усилителях и другие схемные решения.

При проектировании радиоприемных устройств на ИМС более тесно должны решаться схемотехнические и конструкторско-технологические вопросы. Это относится к расположению микросхем и радиокомпонентов на печатной плате, мерам по исключению самовозбуждения, уменьшению наводок, отводу тепла и другим вопросам.

Рекомендации по выбору микросхем. Выбор типа микросхемы производится по ее функциональному назначению, В нормативно-технической документации и справочниках [4—6, 13—15] приводятся основные электрические характеристики и параметры микросхемы (диапазон рабочих частот, коэффициент усиления или крутизна, частотные характеристики, входные и выходные сопротивления, питающие напряжения

и их разброс, потребляемая мощность и др.), а также типовые схемы включения.

С целью облегчения выбора микросхем по справочной литературе в табл. 1 приведены рекомендуемые типы микросхем, которые могут быть использованы при построении радиоприемного устройства. Звездочкой отмечены микросхемы 237, 157 и 174-й серий, описание которых приведено в последующих параграфах, а также рассмотренные выше микросхемы перемножителей аналоговых сигналов.

Для иллюстрации принципов построения приемников приводятся структурно-функциональные схемы ИМС и ее электрические показатели, типовое включение микросхем и достаточно подробное описание отдельных узлов принципиальной электрической схемы приемника. В качестве примера приведено описание некоторых микросхем УНЧ и особенности построения усилителей на их основе.

Таблица 1

Серия	Назначение
219	Для построения трактов приемопередающей аппаратуры в диапазоне до 55 МГц 219УВ1 — УВЧ по схеме ОЭ-ОБ; 219УР1 — УПЧ по схеме ОЭ-ОЭ; 219ДС1 — ограничитель и дискриминатор; 219ПС1 — смеситель; 219ГС1 , 219ГС2 — гетеродин
235	Для использования в КВ- и УКВ-радиоаппаратуре на частотах до 150 МГц 235УВ1 — УВЧ по схеме ОЭ-ОБ в двух модификациях; 235УР2 , 235УР8 — выходные усилители тракта ПЧ; 235УР3 , 235УР9 — УПЧ с АРУ; 235УР7 , 235УР11 — УПЧ с АРУ; 235УН4 , 235УН10 — ДУ широкополосный усилитель, УНЧ с эмиттерным повторителем, парафазный усилитель; 235УР5 — УНЧ; 235ХА6 — многофункциональный усилитель для использования в качестве УВЧ, УПЧ, смесителя, гетеродина, ограничителя, преобразователя или умножителя частоты; 235ДС1 — амплитудный ограничитель и частотный детектор; 235ДА1 , 235ДА2 — амплитудные детекторы или детекторы АРУ с усилителями; 235ПС1 , 235ПС2 — преобразователи частоты; 235МП1 , 235МП2 — кольцевые балансные модуляторы на полупроводниковых диодах (могут быть использованы для создания фазовых детекторов)
435	Для построения трактов приемопередающей аппаратуры в диапазоне до 200 МГц 435УВ1 — УВЧ и УПЧ с АРУ; 435УР1 — УПЧ с крутизной 120 мА/В; 435УН1 , 435УН2 , 435УН3 — УНЧ до 40 мВт; 435УП1 — усилитель-ограничитель с АД для ЧД; 435ХА1 — двойной балансный смеситель; 435ДА1 — АД с УПТ и эмиттерным повторителем

Серия	Назначение
K175	Для построения функциональных узлов приемников K175УВ1 — широкополосный усилитель до 30 или 45 МГц; K175УВ2 — дифференциальный усилитель до 40 или 55 МГц; K175УВ3 — экономичный усилитель до 2 МГц с крутизной 250 или 400 мА/В; K175УВ4 — дифференциальный усилитель до 150 МГц; K175ДА1 — детектор АМ-сигналов и детектор АРУ
K224	Для построения телевизионной и радиоаппаратуры K2УС242 — однокаскадный универсальный усилитель для АМ- и ЧМ-приемников в диапазоне от 0,15 до 30 МГц; K2УС245 — для создания бестрансформаторных УНЧ; K2УС247 — усилитель ОЭ-ОБ для применения в качестве выходных каскадов УПЧ; K2УС248 , K2УС2416 — усилитель ОЭ-ОК-ОБ для применения в УПЧ; K2УС2413 — усилитель ОЭ-ОБ (30—45 МГц); K224УН2 — усилитель НЧ с падающей АЧХ (0,3—3,4 кГц); K224УН16 , K224УН16 — усилитель НЧ (0,02—20 кГц); K2ЖА242 — смеситель и гетеродин в трактах АМ-сигнала; K2ЖА243 — АД и усилитель напряжения АРУ
K237	Для построения ФУ радиоприемников, телевизоров, магнитофонов K237УН1* , K237УН2 , K237УН3 — предварительный усилитель НЧ; K237УН5 — УПЧ тракта ЧМ; K237ХК1* — УВЧ и преобразователь частоты АМ-приемника; K237ХК2* — УПЧ, АД, УПТ АРУ АМ-приемника; K237ХК5* — УВЧ и преобразователь частоты ЧМ-приемника; K237ХК6* — УПЧ и ЧД ЧМ-приемника
K157	Для построения радиовещательных приемников и магнитол K157УН1 — УНЧ; 1K157ХА1 А, Б* — УВЧ и ПЧ АМ-приемника; K157ХА2* — УПЧ, АД, УПТ АРУ АМ-приемника
K171	Для аппаратуры радиосвязи K171УВ1А, Б — широкополосный регулируемый усилитель; K171УР1 — УПЧ с электронной регулировкой усиления
K174	Для высококачественной радиовещательной звуковоспроизводящей аппаратуры K174УР3* — УПЧ с амплитудным ограничением, ЧД, предварительный УНЧ; K174УР7 , K174ХА5 , K174ХА6 — УПЧ с амплитудным ограничением и ЧД; K174ХА2* — приемно-усилительный тракт АМ-приемника с системой АРУ; K174ХА10* — однокристалльный радиоприемник IV класса; K174ХА15* — УКВ-блоки приемника; K174ХА26* — приемник ЧМ-сигналов; K174ПС1 — двойной балансный смеситель до 200 МГц; K174УН4А, Б* ; K174УН5* , K174УН7* , K174УН8* , K174УН9 , K174УН11 , K174УН14А, Б ; K174УН19 — усилители мощности звуковых колебаний с различными значениями выходной мощности
K175	Для построения функциональных узлов приемников K175УВ1 — широкополосный усилитель до 30 или 45 МГц; K175УВ2 — дифференциальный усилитель до 40 или 55 МГц;

Серия	Назначение
	K175УВ3 — экономичный усилитель до 2 МГц с крутизной 250 или 400 мА/В; K175УВ4 — дифференциальный усилитель до 150 МГц; K175ДА1 — детектор АМ-сигналов и детектор АРУ
K525	Для перемножения аналоговых сигналов (ПАС) K525ПC1A , Б* — ПАС среднего класса точности; K525ПC1 A , Б* — четырехкратный ПАС с операционным усилителем

3.3. Построение радиоприемников на микросхемах K237 и K157

Построение высокочастотного тракта АМ-приемника. Для построения УВЧ и преобразователя частоты АМ-приемника можно использовать микросхемы K237XA1 и K157XA1. В табл. 1 приведены некоторые электрические параметры этих микросхем.

Таблица 1

Тип ИМС	$E_{\text{пит}}, \text{В}$	$I_{\text{пот}}, \text{мА}$	$P_{\text{пот}}, \text{мВт}$	K_U	$K_{\text{ш}}, \text{дБ}$
K237XA1	4—6,4	≤ 3	≤ 25	150—300	≤ 6
K157XA1	3,6—6	$\leq 3,3$	≤ 25	100—400	≤ 6

Примечание. Потребляемый ток $I_{\text{пот}}$ соответствует $U_{\text{вх}} = 0$.

На рис. 1 изображена схема усилителя высокой частоты и преобразователя частоты радиоприемника, построенная на основе ИМС K237XA1.

Сигнал на вход усилителя поступает через разделительный конденсатор C_4 из входной цепи, представляющий собой колебательный контур, настроенный на частоту сигнала ω_c . УВЧ выполнен на транзисторе VT_1 по схеме с ОЭ с резистивной нагрузкой R_1 и отрицательной обратной связью по напряжению, осуществляемой с помощью R_2 . Обратную связь можно регулировать подключением дополнительного резистора к выводам 14, 1 ИМС. Напряжение питания, подаваемое на вывод 13 микросхемы, позволяет изменять коэффициент усиления. К выводу 13 можно подключать дополнительный контур. С выхода УВЧ сигнал через разделительный конденсатор C_3 подается на вход смесителя (вывод 11).

Смесителем служит дифференциальный каскад на транзисторах VT_2, VT_3 с генератором тока на транзисторе VT_5 . К коллекторам VT_2, VT_3 подключен колебательный контур со средней

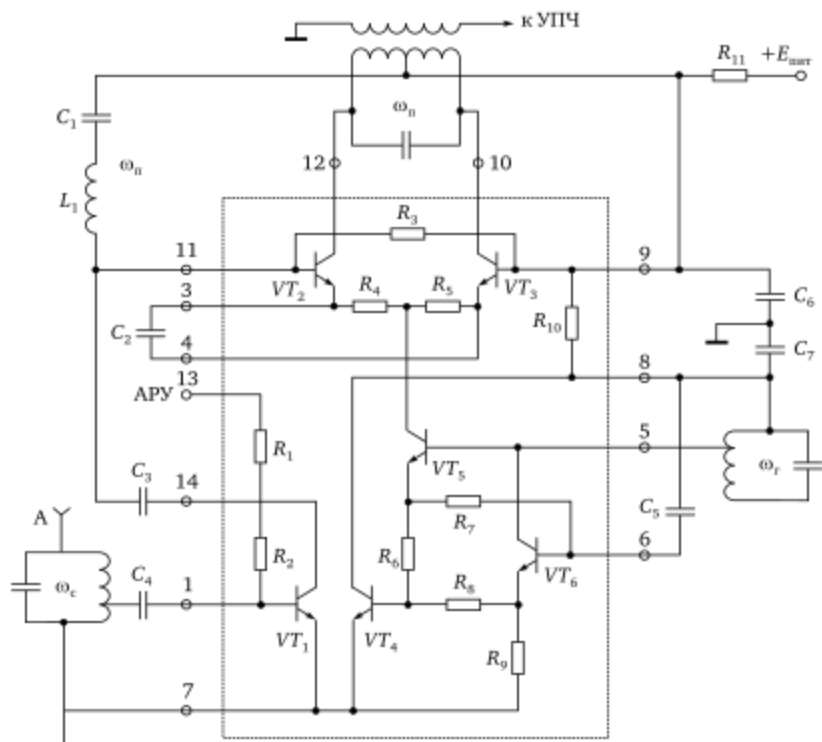


Рис. 1

точкой, к которой подводится напряжение питания коллекторных цепей транзисторов. Напряжение смещения на базу VT_3 поступает непосредственно от источника питания, а на базу VT_2 — через дополнительный резистор R_3 . В цепи источника $+E_{\text{пит}}$ включен фильтр R_{11}, C_6 для развязки с другими узлами приемника. Резисторы R_4, R_5 в эмиттерных цепях VT_2, VT_3 дифференциального каскада предназначены для расширения динамического диапазона смесителя. Их действие заблокировано конденсатором C_2 для повышения коэффициента передачи смесителя. Последовательный контур $L_1 C_1$, включенный между базами транзисторов VT_2, VT_3 , служит режекторным фильтром для подавления сигналов с промежуточной частотой.

Гетеродин можно представить как неинвертирующий двухкаскадный усилитель, выход которого соединен со входом. Первый каскад собран на транзисторе VT_6 по схеме с ОБ, его нагрузкой служит колебательный контур. Второй каскад на транзисторе VT_5 представляет собой для колебаний гетеродина

эмиттерный повторитель. С помощью транзистора VT_4 стабилизируется режим работы гетеродина. В частности, транзистор VT_4 препятствует изменению амплитуды тока транзистора VT_5 . Так, например, увеличение тока VT_5 приведет:

- к увеличению напряжения на базе VT_4 и протекающего через него тока;
- увеличению падения напряжения на резисторе;
- уменьшению напряжения на базе VT_5 и протекающего через него тока.

Нагрузкой транзистора VT_5 для колебаний с частотой гетеродина являются два идентичных каскада на транзисторах VT_2 , VT_3 , включенных по схеме с ОБ. Протекающие через нагрузочный колебательный контур токи направлены навстречу друг другу и взаимно компенсируются. Следовательно, **колебания с частотой гетеродина не проникают на выход смесителя.**

Преобразование частоты осуществляется изменением крутизны (коэффициента усиления) дифференциального каскада с частотой гетеродина с помощью протекающего через транзистор VT_5 тока.

Единственное отличие микросхемы K157XA1 от K237XA1 состоит в том, что в ней отсутствует резистор R_2 , поэтому между выводами 14 и 1 включается внешний резистор.

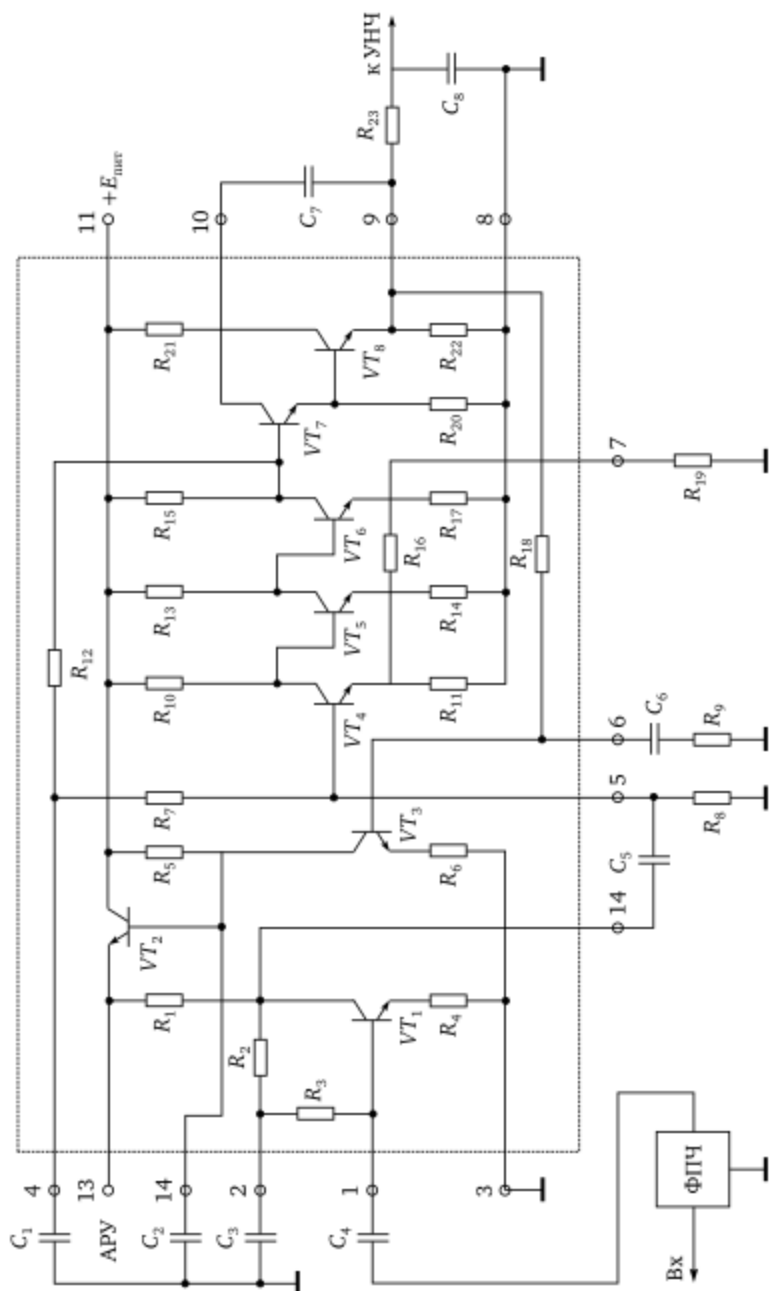
Построение тракта промежуточной частоты АМ-приемника. Микросхемы K237XA2 и K157XA2 позволяют построить УПЧ с автоматической регулировкой усиления (АРУ) и амплитудный детектор (АД). В табл. 2 приведены некоторые электрические параметры этих микросхем.

На рис. 2 изображена **схема усилителя промежуточной частоты с амплитудным детектором и системой АРУ радиоприемника, построенная на основе ИМС K237XA2.**

Таблица 2

Тип ИМС	$E_{пит}, В$	$I_{пот}, мА$	$P_{пот}, мВт$	$U_{вх}, мкВ$	$R_{вх}, кОм$	$\Delta U_{вых АД отн}, дБ$	$\Delta U_{АРУ отн}, раз$	$K_T, \%$
K237XA1	4—6,4	≤ 4	≤ 25	12—25	0,43—1	≤ 6	—	≤ 3
K157XA1	3—6	$\leq 5,5$	—	9—30	0,43—1	—	120—150	≤ 5

Примечание. Потребляемый ток $I_{пот}$ соответствует $U_{вх} = 0$; относительное изменение напряжения на выходе АД $\Delta U_{вых АД отн}$ — изменению напряжения на входе УПЧ в пределах 50—3000 мкВ; относительное изменение напряжения на выходе усилителя АРУ $\Delta U_{АРУ отн}$ — изменению напряжения на входе УПЧ в пределах 0,5—3 мВ.



Усилитель промежуточной частоты содержит четыре резистивных каскада на транзисторах VT_1 , VT_4 — VT_6 , собранных по схеме с ОЭ. Сигнал с выхода фильтра ФПЧ через разделительный конденсатор C_4 поступает на вход первого каскада (VT_1), который с помощью резисторов R_2 , R_3 охвачен отрицательной обратной связью по напряжению. Эта связь служит для стабилизации режима транзистора по постоянному току и не действует для сигнала благодаря включению конденсатора C_3 . Усиленный первым каскадом сигнал через разделительный конденсатор C_5 передается на вход трехкаскадного усилителя на VT_4 — VT_6 . Этот усилитель охвачен двумя цепями отрицательной обратной связи. Первая цепь из R_{12} , R_7 , R_8 и конденсатора C_1 действует только на постоянном токе. Для стабилизации режима по переменному току используется связь через резистор R_{16} . Следует отметить, что для связи на постоянном токе каскады включены по схеме ОЭ-ОЭ-ОЭ (три инверсии), а на переменном токе — ОБ-ОЭ-ОК (одна инверсия). За счет большего коэффициента усиления эффективность связи на постоянном токе выше.

Амплитудный детектор содержит составной транзистор (VT_7 , VT_8), включенный по схеме с ОК. Конденсатор C_7 служит для фильтрации колебаний с промежуточной частотой. Низкочастотный сигнал снимается с резистора R_{22} и поступает:

- на вход УНЧ через цепь R_{23} , C_8 дополнительной фильтрации колебаний с промежуточной частотой;
- на вход УПТ (VT_3 , VT_2) через цепь R_{18} , C_6 , R_9 предварительной фильтрации звуковых колебаний.

С помощью R_9 можно изменять коэффициент усиления УПТ. Конденсатор C_2 выполняет функции дополнительной фильтрации колебаний звуковой частоты.

Рассмотрим принцип действия системы автоматической регулировки усиления. Допустим, что поступающий на вход приемника, а следовательно, и УПЧ сигнал увеличился. Это приведет к тому, что:

- увеличится уровень постоянной составляющей напряжения на выходе детектора;
- через транзистор VT_3 начнет протекать больший ток;
- увеличится падение напряжения на резисторе R_5 ;
- понизится напряжение на базе транзистора VT_2 и протекающий через него ток.

Уменьшение тока через VT_2 , а следовательно, и через VT_1 сместит рабочую точку транзистора VT_1 на участок характеристики с меньшей крутизной, в результате чего уменьшится коэффициент усиления первого каскада УПЧ.

На рис. 3 изображена *схема усилителя промежуточной частоты с амплитудным детектором и системой АРУ радиоприемника, построенная на основе ИМС K157XA2*. Рассмотрим ее особенности.

Первые два каскада УПЧ на транзисторах VT_1 , VT_2 , включенных по схеме с ОЭ, задействованы в системе АРУ. Их коллекторные цепи подключены к выходному каскаду УПЧ на транзисторе VT_3 . С помощью эмиттерного тока VT_3 изменяется крутизна транзисторов VT_1 , VT_2 и их усилительные свойства. Резисторы R_1 , R_5 выполняют две функции:

- служат для создания смещения на базе транзистора VT_1 ;
- являются цепочкой отрицательной обратной связи (ООС), которая может быть задействована на постоянном и переменном токе. Для приведенного на рис. 3 случая из-за подключенного конденсатора C_3 ООС действует только на постоянном токе.

Основной усилитель УПЧ выполнен на дифференциальном каскаде (VT_8 , VT_{10}) с генератором тока (VT_7 , VT_9). Напряжение с его выхода через усилительный каскад с ОЭ на транзисторе VT_{12} поступает на амплитудный детектор (VT_{13} , VT_{14}). Для стабилизации напряжения на базе транзистора VT_8 используется цепь, составленная из резистора R_9 и транзисторов VT_5 , VT_6 , а на базе VT_{10} — цепь, составленная из резисторов R_{16} , R_{15} , транзистора VT_{11} , резистора R_{13} .

Амплитудный детектор и УПЧ выполнены так же, как в микросхеме K237XA2.

Построение высокочастотного тракта ЧМ-приемника. На рис. 4 изображена схема усилителя высокой частоты и преобразователя частоты радиоприемника, построенная на основе ИМС K237XA5. Номинальное напряжение питания микросхемы +5 В, потребляемый ток $I_{\text{пот}} \leq 7$ мА при $U_{\text{вх}} = 0$, потребляемая мощность не превышает 80 мВт. Микросхема обеспечивает усиление $K_U = 10 \div 25$ при $U_{\text{вх}} = 1$ мВ на частоте 108 МГц.

Усилитель высокой частоты (УВЧ) выполнен на транзисторах VT_1 , VT_2 по каскодной схеме (ОЭ-ОБ) с нагрузкой в виде колебательного контура, настроенного на частоту сигнала ω_c . Первый каскад охвачен отрицательной обратной связью по на-

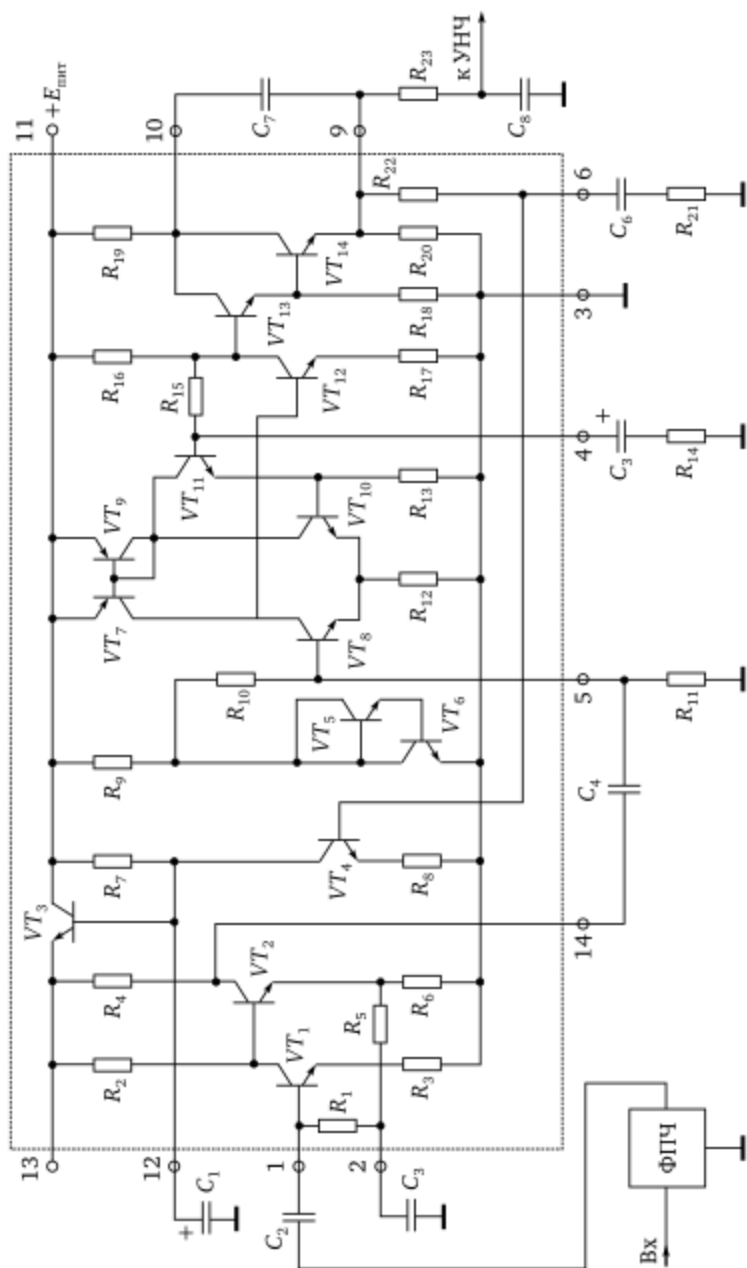


Рис. 3

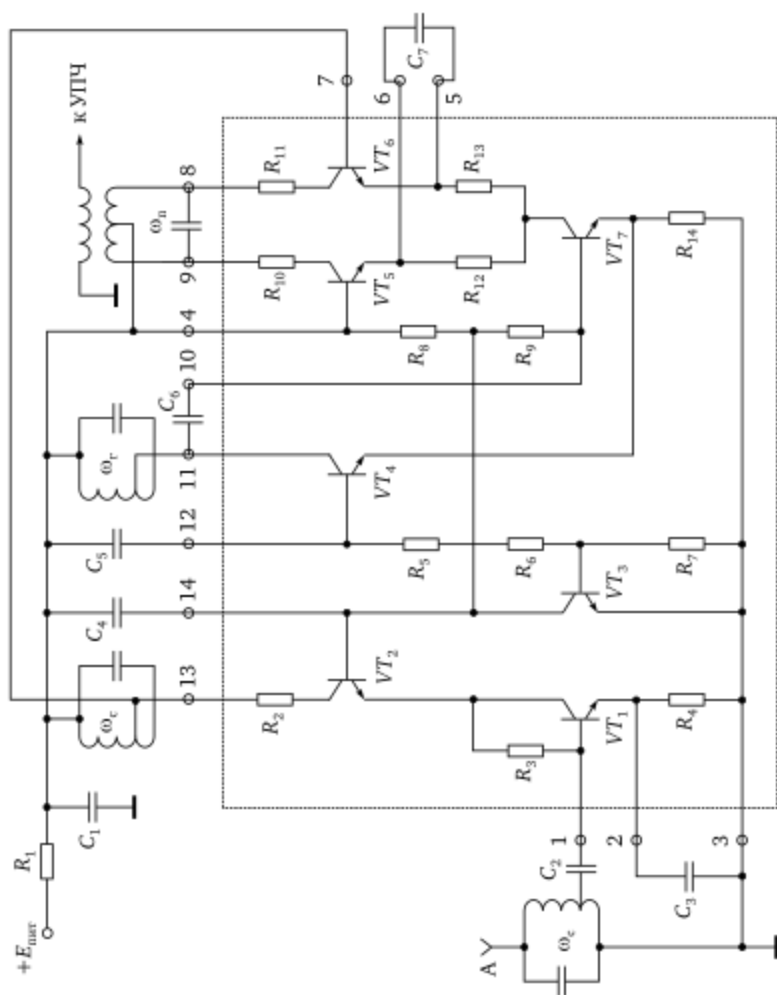


Рис. 4

пряжению с помощью R_3 , база транзистора второго каскада заземлена по высокой частоте через конденсатор C_4 . Напряжение питания подается на коллектор VT_2 по последовательной схеме через колебательный контур. Входной сигнал поступает через разделительный конденсатор C_2 из входной цепи, представляющий собой колебательный контур, настроенный на частоту сигнала ω_c . Усиленный сигнал с контура УВЧ передается на вход смесителя (вывод 7 микросхемы).

Смесителем служит дифференциальный каскад на транзисторах VT_5 , VT_6 с генератором тока на транзисторе VT_7 . К коллекторам VT_5 , VT_6 подключен колебательный контур со средней точкой, к которой подводится напряжение питания коллекторных цепей транзисторов. Напряжение смещения на базы VT_5 , VT_6 поступает непосредственно от источника питания. Сопротивления R_{12} , R_{13} в эмиттерных цепях предназначены для расширения динамического диапазона смесителя. Их действие заблокировано конденсатором C_7 для повышения коэффициента передачи смесителя.

Гетеродин можно представить как неинвертирующий двухкаскадный усилитель, выход которого соединен со входом. Первый каскад собран на транзисторе VT_4 по схеме с ОБ, его нагрузкой служит колебательный контур, настроенный на частоту гетеродина ω_r . Второй каскад на транзисторе VT_7 представляет собой эмиттерный повторитель.

Преобразование частоты осуществляется изменением крутизны (коэффициента усиления) дифференциального каскада с частотой гетеродина с помощью протекающего через транзистор VT_7 тока.

Режим транзисторов VT_1 , VT_2 , VT_4 , VT_7 по постоянному току задается с помощью резисторов R_3 — R_9 , R_{14} . Каскад на транзисторе VT_3 с отрицательной обратной связью по напряжению, обусловленной резистором R_6 , служит для стабилизации заданного режима. Любое изменение напряжения в узлах микросхемы, приводящее к изменению напряжения на коллекторе транзистора VT_3 , через R_6 передается на базу. Режим транзистора VT_3 изменяется таким образом, чтобы сохранить постоянным напряжение на коллекторе.

Построение тракта промежуточной частоты ЧМ-приемника. На рис. 5 изображена схема усилителя промежуточной частоты с частотным детектором, построенная на основе ИМС

K237XA6. Номинальное напряжение питания микросхемы +5 В, потребляемый ток $I_{\text{пот}} \leq 6$ мА при $U_{\text{вх}} = 0$, потребляемая мощность не превышает 80 мВт. Входное сопротивление микросхемы составляет 100—500 Ом, крутизна преобразования частотного детектора — 2—3,2 мВ/кГц, коэффициент гармоник — 1,5 % при $U_{\text{вх}} = 1$ мВ и девиации частоты 15 кГц на частоте 10,7 МГц.

Полученный на выходе преобразователя частоты сигнал с промежуточной частотой поступает на вход *фильтра* ФПЧ, обеспечивающего заданную избирательность приемника по соседнему каналу. С выхода фильтра через разделительный конденсатор C_2 сигнал передается на вход усилителя промежуточной частоты.

Усилитель промежуточной частоты содержит четыре каскада на транзисторах VT_1 — VT_4 , включенных по схеме ОЭ-ОЭ-ОБ-ОК. Первые два каскада усилителя с помощью резистора R_6

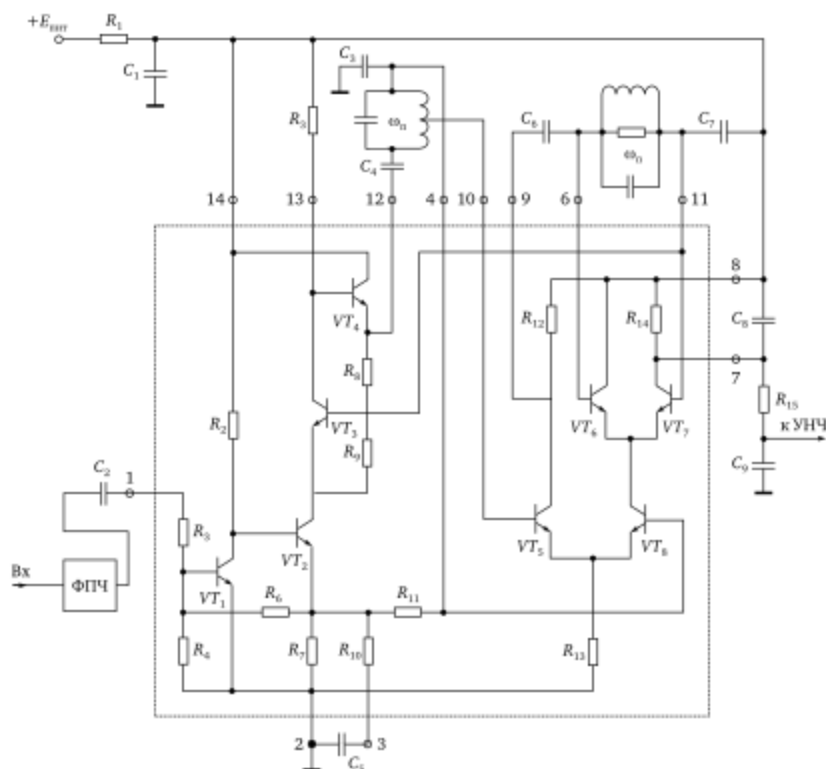


Рис. 5

охвачены отрицательной обратной связью. Каскады в цепи обратной связи включены по схеме ОЭ-ОК. Подключение к общей точке резистора R_{10} с помощью конденсатора C_5 позволяет увеличить коэффициент усиления каскада на транзисторе VT_2 за счет уменьшения сопротивления в эмиттерной цепи. Нагрузкой УПЧ служит колебательный контур, настроенный на промежуточную частоту ω_n и подключенный через небольшую емкость C_4 к выходу эмиттерного повторителя на транзисторе VT_4 .

Частотный детектор выполнен на транзисторах VT_5 — VT_8 . Катушка выходного контура УПЧ подключена через выводы 4, 10 к базам транзисторов VT_5 , VT_8 , обеспечивая их симметричное и противофазное возбуждение. Напряжение смещения на базы VT_5 , VT_8 подается через резистор R_{11} . Нагрузкой транзистора VT_5 является фазовращатель, составленный из конденсатора C_6 и колебательного контура. Фазовращатель обеспечивает фазовый сдвиг 90° выходного напряжения, подаваемого на базы транзисторов VT_6 , VT_7 . Транзистор VT_8 выполняет функции генератора тока. В транзисторах VT_6 , VT_7 осуществляется перемножение двух гармонических колебаний, сдвинутых на 90° , благодаря чему детекторная характеристика представляет собой нечетную функцию, близкую по форме к синусоиде. Нагрузкой детектора служит резистор R_{14} , параллельно которому подключен конденсатор C_8 для фильтрации колебаний с промежуточной частотой. Продетектированное напряжение снимается с резистора R_{14} и через фильтр R_{15} , C_9 поступает на вход УНЧ.

В цепи источника напряжения $+E_{пит}$ включен фильтр R_1 , C_1 для развязки микросхемы с другими узлами приемника.

Построение тракта низкой частоты приемника. Серии **K237** и **K157** располагают микросхемами низкочастотных усилителей небольшой мощности, которые можно использовать для создания более мощных бестрансформаторных двухтактных каскадов УНЧ. В качестве примера рассмотрим усилители, построенные на основе ИМС **K237УН1** и **K157УН1А**, Б. Электрические параметры усилителей приведены в табл. 3.

Усилитель ИМС K237УН1 (рис. 6) выполнен на транзисторах VT_2 — VT_5 с непосредственными связями по схеме ОЭ-ОК-ОЭ-ОЭ и является инвертирующим усилителем. К его входу подключен регулятор громкости на резисторе R_1 , а к выходу — внешний двухтактный усилительный каскад на составных

Таблица 3

Тип ИМС	$E_{\text{пит ном}}$ В	$I_{\text{пот}}$ мА	$P_{\text{пот}}$ мВт	$P_{\text{вых}}$ мВт	$U_{\text{вх мин}}$ мВ	$U_{\text{вых ном}}$ В	ΔF , кГц	$K_{\text{г}}$ %
K237УН1	9	≤ 5	≤ 50	≤ 50	15—30	1,8	0,06—10	$\leq 0,3$
K157УН1А	9	≤ 5	≤ 50	≤ 30	15—31	1,8	0,05—15	$\leq 0,3$
K157УН1Б	12	≤ 6	≤ 90	≤ 30	25—50	3	0,05—15	≤ 1

Примечание. $I_{\text{пот}}$ соответствует $U_{\text{вх}} = 0$.

транзисторах VT_6 — VT_9 , включенных соответственно по схеме Дарлингтона и по композитной схеме. Нагрузкой усилителя является динамик с сопротивлением 6,5 Ом. Напряжения на базы транзисторов VT_6 , VT_8 и коллектор VT_5 подаются от $E_{\text{пит}}$ через обмотку динамика и резистор R_{20} .

В усилителе используются отрицательные обратные связи:

- связь по переменному току, осуществляемая с помощью конденсатора C_4 через каскад с ОЭ на транзисторе VT_5 и каскады с ОК внешнего усилителя (для коррекции АХЧ);

- связь по постоянному и переменному току, которой охвачен весь усилитель. Напряжение с выхода усилителя через делитель напряжения, составленный из резисторов R_{17} , R_{10} , R_8 , R_9 , передается на вход (базу транзистора VT_2) первого каскада. Глубину обратной связи по постоянному току можно изменять с помощью внешнего резистора R_2 , по переменному току — с помощью R_4 . Связь по постоянному току служит для стабилизации напряжения средней точки двухтактного каскада на уровне $+E_{\text{пит}}/2$.

Каскад на транзисторе VT_1 с резистивной нагрузкой (R_{17} , R_{10}) служит для стабилизации напряжения смещения на входе первого каскада УНЧ при изменении питающего напряжения $+E_{\text{пит}}$. Напряжение питания на коллектор VT_1 подается через резисторы R_{17} , R_{10} со средней точки двухтактного выходного каскада. Изменение, например увеличение питающего напряжения $+E_{\text{пит}}$, передается на базу VT_1 через резисторы R_{18} , R_5 , R_6 и приводит к росту его тока. При этом увеличивается падение напряжения на резисторах R_{17} , R_{10} , что вызывает понижение напряжения на коллекторе VT_1 и, следовательно, на базе VT_2 . Степень стабилизации можно изменять с помощью внешнего резистора R_3 .

В цепи источника напряжения $+E_{\text{пит}}$ включен фильтр R_{17} , C_5 для развязки микросхемы с другими узлами приемника.

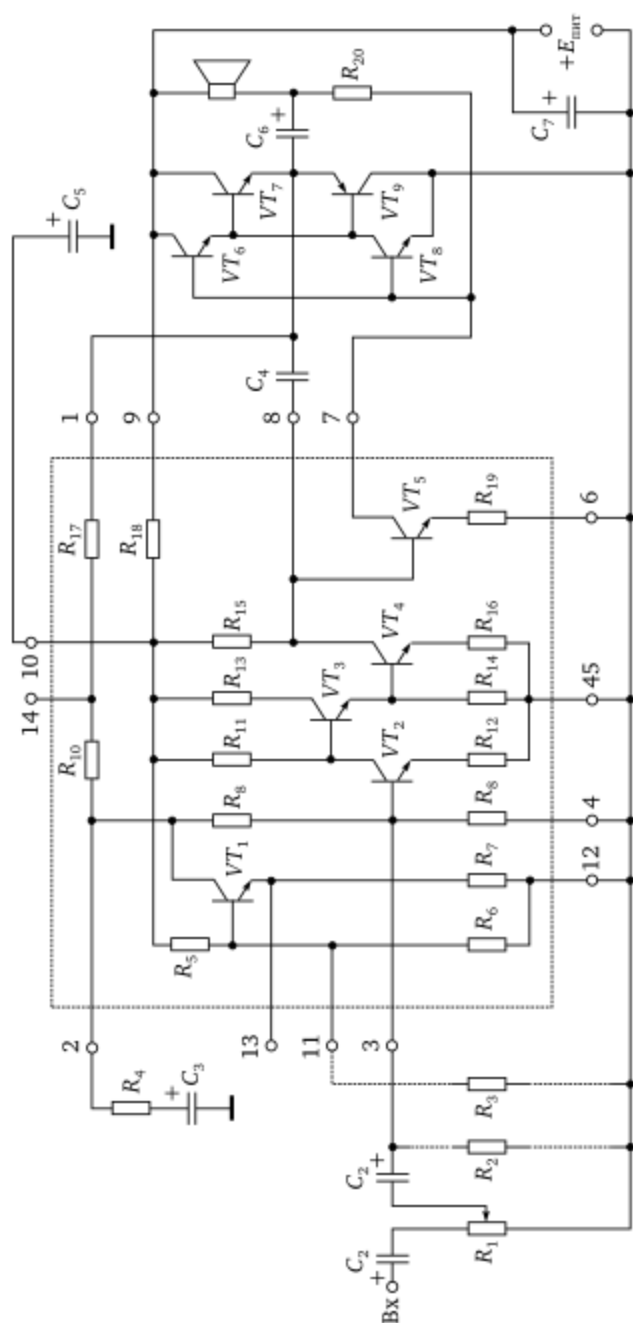


Рис. 6

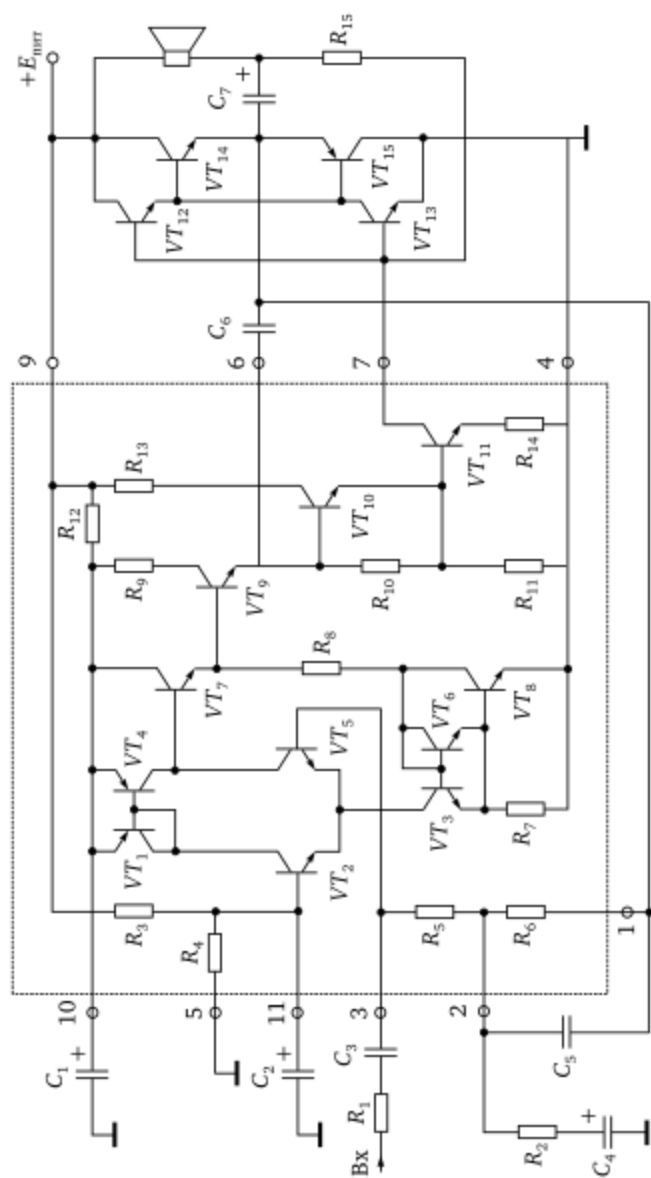


Рис. 7

Микросхема К157УН1 выпускается в двух модификациях (А и Б), отличающихся номинальным напряжением питания (см. табл. 5). *Входной каскад* усилителя (рис. 6) выполнен по дифференциальной схеме на транзисторах VT_2, VT_4 с генератором тока (VT_3, VT_6). Нагрузкой усилителя служит токовый отражатель, выполненный на транзисторах VT_1, VT . *Промежуточный усилитель* выполнен по схеме ОК-ОК-ОК-ОЭ на транзисторах $VT_7, VT_9—VT_{11}$ (с открытым коллектором). Использование *внешнего двухтактного оконечного усилителя* позволяет повысить выходную мощность до 0,5—1 Вт. Верхнее плечо оконечного усилителя представляет собой каскад с ОК на составном транзисторе (VT_{12}, VT_{14}) по схеме Дарлингтона, нижнее плечо — каскад с ОЭ на составном транзисторе (VT_{13}, VT_{15}) по композитной схеме.

В усилителе используются цепи отрицательной обратной связи (ООС) по постоянному и переменному току, в которых задействованы следующие элементы: R_2, R_5, R_6, C_4 . Глубину связи по переменному току можно регулировать сопротивлением резистора R_2 . С увеличением R_2 уменьшаются нелинейные искажения. Конденсатор C_5 улучшает шумовые характеристики усилителя. Однако чрезмерное увеличение R_2 и C_5 может привести к самовозбуждению усилителя. Входное сопротивление усилителя можно изменять сопротивлением резистора R_1 . Для развязки входных каскадов усилителя по цепи питания используется фильтр из элементов R_{12} и C_1 . Конденсатор C_6 служит для коррекции частотной характеристики, а C_5 — для улучшения шумовых свойств усилителя.

3.4. Построение тракта промежуточной частоты радиоприемников на микросхеме К174УР3

Общие сведения об ИМС К174УР3. *Микросхема К174УР3 содержит:*

- *усилитель промежуточной частоты (УПЧ)*, позволяющий помимо усиления ограничивать амплитуду выходного сигнала;
- *детектор ЧМ-сигналов*, построенный на основе фазового детектора с использованием фазосдвигающего контура (ФСК), подключенного к выводу 2, 6 микросхемы;
- *предварительный усилитель* низкочастотного сигнала (УНЧ) с возможностью регулировки усиления;

- стабилизатор напряжения, обеспечивающий режимы работы функциональных узлов микросхемы по постоянному току.

Структура микросхемы и назначение ее выводов приведены на рис. 1.

Микросхема предназначена для применения в радиовещательных приемниках ЧМ-сигналов.

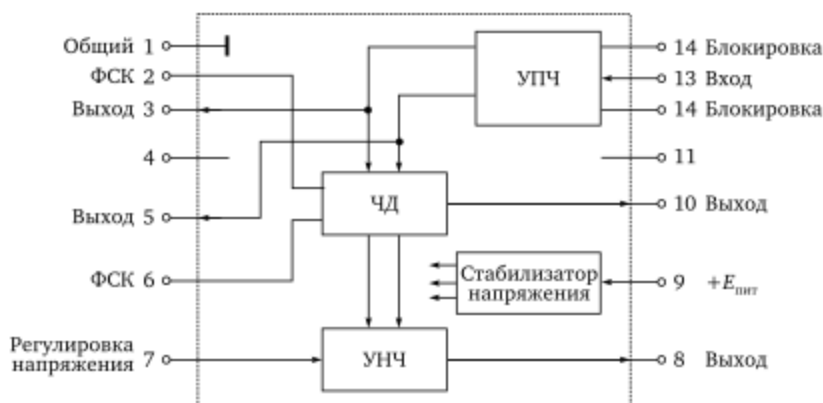


Рис. 1

Электрические параметры ИМС при $25 \pm 10^\circ\text{C}$ и $+E_{\text{ист ном}} = 6\text{ В}$:

- ток потребления $I_{\text{пот}}$ при $U_{\text{вх}} = 0$ — $\leq 12\text{ мА}$;
- выходное напряжение на выводе 8 при $U_{\text{вх}} = 0,5\text{ мВ}$ — $\leq 100\text{ мВ}$;
- входное напряжение при ограничении $U_{\text{вх огр}}$ — $\leq 100\text{ мкВ}$;
- коэффициент подавления амплитудной модуляции — $\geq 40\text{ дБ}$;
- коэффициент гармоник $K_{\text{г}}$ при $U_{\text{вх}} = 0,5\text{ мВ}$ — $\leq 2\%$;
- ток управления на выводе 7 — $0,05 \div 1\text{ мА}$;
- входное сопротивление $R_{\text{вх}}$ — $\geq 3,9\text{ кОм}$;
- выходное сопротивление $R_{\text{вых}}$ — $\geq 1,5\text{ кОм}$;
- пределы изменения напряжения питания — $5 \div 9\text{ В}$.

Рассмотрим **функциональные узлы приемника** на микросхеме K174УР3.

Усилитель промежуточной частоты. Усилитель содержит восемь однотипных дифференциальных каскадов усиления на транзисторах VT_1 — VT_3 и два каскада с ОК на транзисторах VT_4 , VT_5 (рис. 2). Коллекторы транзисторов VT_1 , VT_3 каждого предыдущего дифференциального каскада соединены с базами последующего каскада. С помощью резисторов R_4 , R_5 и конденсато-

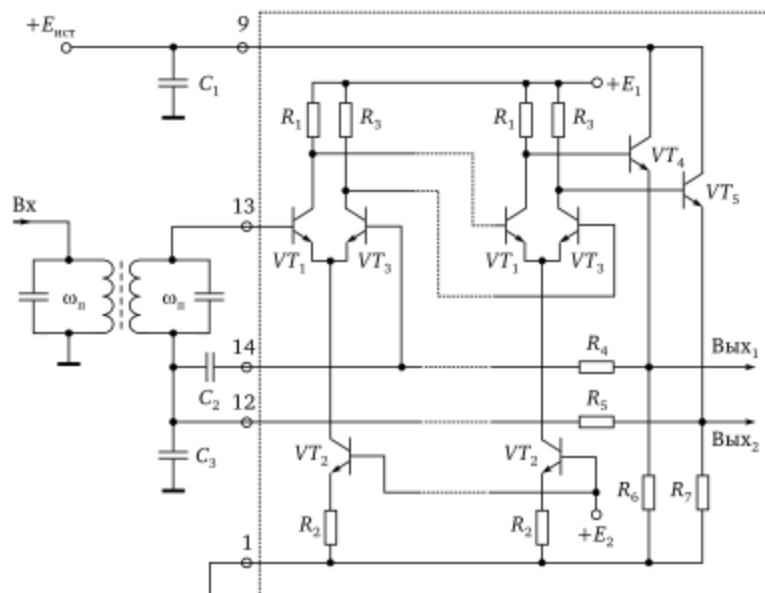


Рис. 2

ров C_2 , C_3 обеспечивается глубокая отрицательная обратная связь в усилителе по постоянному току и питание базовых цепей транзисторов VT_1 , VT_3 первого дифференциального каскада. Напряжение смещения $+E_2$ на базы транзисторов VT_2 всех токопитающих каскадов подается от стабилизатора напряжения. Напряжение сигнала снимается с выходов эмиттерных повторителей на транзисторах VT_4 , VT_5 , а поступает на вход УПЧ через связанные контуры, настроенные на промежуточную частоту ω_n .

Частотный детектор и предварительный УНЧ (рис. 3). Для детектирования ЧМ-сигнала используется фазовый детектор, выполненный на транзисторах VT_1 , VT_3 , VT_4 , VT_6 — VT_8 , VT_{10} — VT_{12} . Поэтому ограниченный по амплитуде ЧМ-сигнал поступает через резисторы R_2 , R_9 на первые входы перемножителя (базы транзисторов VT_4 , VT_{10}), а через конденсаторы C_1 , C_2 — на фазосдвигающий контур, настроенный на промежуточную частоту и подключенный ко вторым входам перемножителя (базы транзисторов VT_1 , VT_{12}). Продетектированный ЧМ-сигнал поступает на вывод 10 микросхемы и на вход каскада с ОБ на транзисторе VT_5 для усиления низкочастотного напряжения. Усиленное напряжение снимается с резистора R_5 , под-

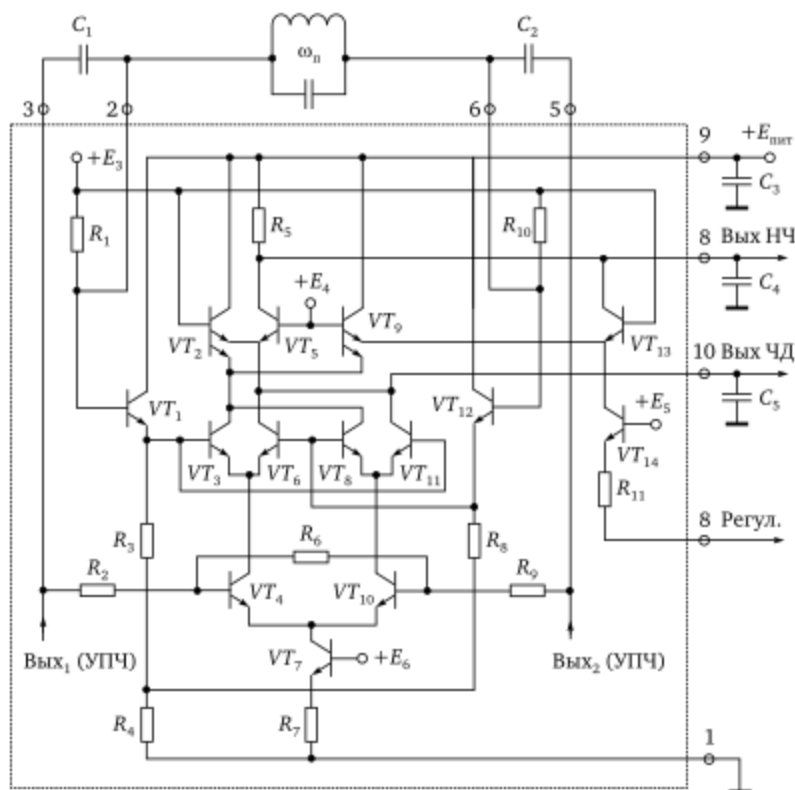


Рис. 3

ключенного к выводу 8 микросхемы. С помощью цепи, составленной из транзисторов VT_{13} , VT_{14} и резистора R_{11} и подключенной к выводу 7, осуществляется регулировка выходного напряжения низкой частоты.

Стабилизатор напряжения. Основу стабилизатора составляет последовательная цепь, содержащая транзистор VT_4 , четыре стабилитрона $VD_1—VD_4$, транзистор VT_5 с резистором R_6 , включенным между коллектором и базой, и резистор R_7 . Стабилизированное напряжение на эмиттере транзистора VT_4 используется непосредственно ($+E_3$) для питания базовых цепей транзисторов ЧД и УНЧ (рис. 3), а также для получения напряжения питания восьми дифференциальных каскадов УПЧ ($+E_1$), базовых цепей токопитающих каскадов ($+E_2$) и питания базовых цепей транзисторов ЧД и УНЧ ($+E_4$). Стабилизированное напряжение, снимаемое с коллектора транзистора VT_5 , слу-

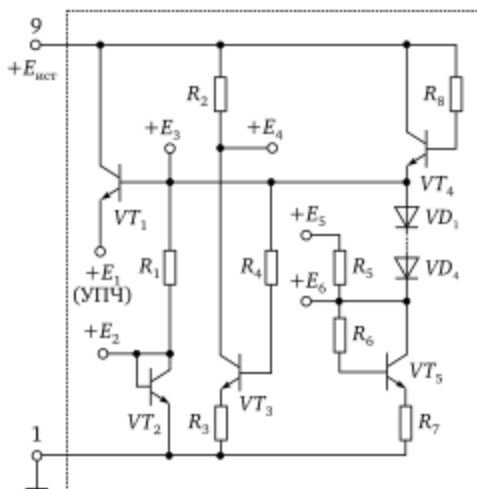


Рис. 4

жит для питания базовых цепей транзистора регулятора низкочастотного напряжения ($+E_5$) и токопитающего каскада перемножителя ($+E_5$).

3.5. Построение радиоприемников на микросхеме K174XA2

Общие сведения об ИМС K174XA2. Микросхема K174XA2 предназначена для усиления принимаемого радиосигнала с частотой до 27 МГц, преобразования его частоты в промежуточную и усиления на промежуточной частоте. Структура микросхемы и назначение ее выводов приведены на рис. 1. Помимо УВЧ, преобразователя частоты (гетеродина и смесителя) и УПЧ в микросхеме предусмотрены усилители постоянного тока для автоматической регулировки усиления (APY) в трактах высокой и промежуточной частоты, а также стабилизатор напряжения, обеспечивающий работу микросхемы при изменении напряжения питания в пределах 4,8—15 В. Микросхема используется при построении радиовещательных супергетеродинных приемников первого, второго и третьего классов.

Электрические параметры ИМС (при 25° С и $+E_{ист\ ном} = 9$ В):

- ток потребления $I_{пот}$ — ≤ 16 мА;
- отношение сигнал/шум при $U_{вх} = 20$ мкВ — ≥ 26 дБ;
- коэффициент гармоник $K_{г}$ при $U_{вх} = 30$ мВ — ≤ 8 %;

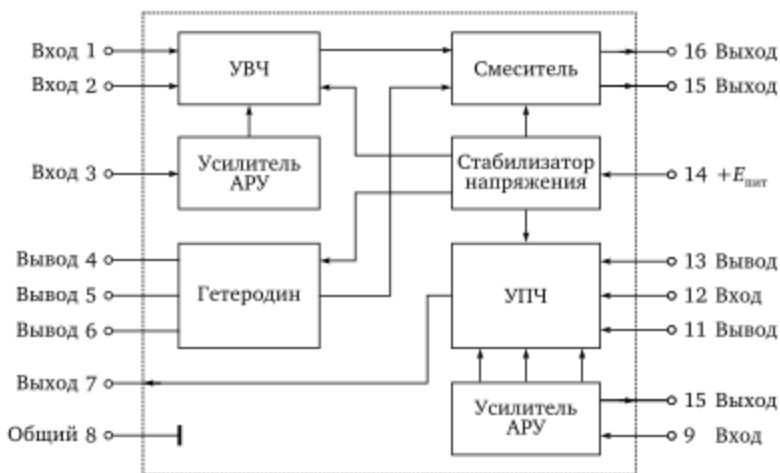


Рис. 1

- частота входного сигнала — ≤ 27 МГц;
- входное сопротивление УВЧ $R_{\text{вх УВЧ}} \geq 3$ кОм;
- входное сопротивление УПЧ $R_{\text{вх УПЧ}} \geq 3$ кОм;
- выходное сопротивление УПЧ $R_{\text{вых УПЧ}} \geq 60$ кОм.

Рассмотрим схемные особенности функциональных узлов приемника, построенного на основе микросхемы **K174XA2**.

Узлы высокочастотного тракта приемника. Схема УВЧ с АРУ и преобразователя частоты приведена на рис. 2.

Усилителем высокой частоты служит дифференциальный аperiодический усилитель на транзисторах VT_1 , VT_5 . Входной сигнал с обмотки связи входной цепи подводится к базам транзисторов УВЧ, а снимается с коллекторов. Смещение на базы транзисторов VT_1 , VT_5 подается от стабилизированного источника напряжения $+E_2$ через резисторы R_1 , R_{12} .

Гетеродин собран на транзисторах VT_{13} , VT_{12} по схеме двухкаскадного резонансного усилителя ОК-ОБ, выход которого через обмотку связи подключен ко входу. Смещение на базы транзисторов VT_{13} , VT_{12} подается от стабилизированного источника напряжения $+E_3$ через резисторы R_{13} , R_{19} . Смеситель выполнен по двойной балансной схеме на транзисторах VT_6 — VT_{11} . Напряжение снимается с выходной обмотки гетеродина и поступает на базы транзисторов VT_8 , VT_{11} , при этом база транзистора VT_{11} через конденсатор C_4 заземлена по высокой частоте. Напряжение сигнала поступает на базы транзисторов VT_6 , VT_7 и VT_9 , VT_{10} спаренных дифференциальных каскадов. К одному

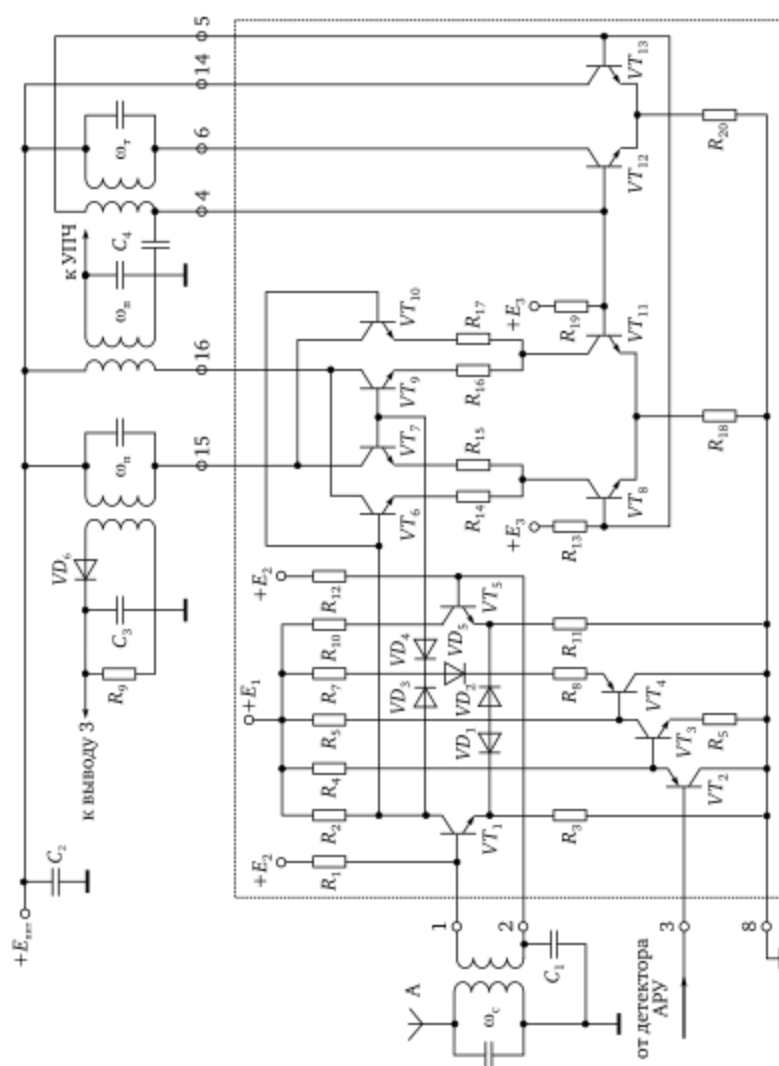


Рис. 2

из выходов смесителя (вывод 15 микросхемы) подключен контур детектора АРУ УВЧ, выполненного на диоде VD_6 , резисторе R_9 и конденсаторе C_3 , к другому выходу (вывод 16) — контур для подачи сигнала с промежуточной частотой на фильтр сосредоточенной избирательности, включенный на входе усилителя промежуточной частоты (УПЧ).

Напряжение с выхода детектора АРУ поступает на вход (вывод 3) трехкаскадного усилителя постоянного тока (УПТ) на транзисторах VT_2 — VT_4 .

При увеличении уровня сигнала на входе УВЧ *возрастает* положительное напряжение на входе УПТ, при этом:

- уменьшается эмиттерный ток p - n - p -транзистора VT_2 и падение напряжение на резисторе R_4 ;
- повышается напряжение на базе p - n - p -транзистора VT_3 , увеличивается протекающий через него коллекторный ток, понижается потенциал базы VT_4 и общей точки соединения диодов VD_1 , VD_2 . Диоды подзапираются, увеличивая сопротивление в эмиттерной цепи транзисторов VT_1 , VT_5 . В результате действия отрицательной обратной связи *усиление УВЧ уменьшается*;
- ток через p - n - p -транзистор VT_4 увеличивается, потенциал точки соединения диодов VD_3 , VD_4 понижается, диоды открываются, подключая параллельно нагрузочным сопротивлениям R_2 , R_{10} дополнительное сопротивление R_7 , что также приводит к *уменьшению усиления УВЧ*.

При понижении уровня сигнала на входе УВЧ автоматическая регулировка усиления происходит в обратном направлении. Таким образом, за счет шунтирования сопротивлений в коллекторной и эмиттерной цепях дифференциального каскада с помощью диодов изменяется значение нагрузочного сопротивления и глубина обратной отрицательной связи в сторону, препятствующую изменению уровня сигнала на входе.

Тракт промежуточной частоты. К тракту промежуточной частоты относятся фильтр сосредоточенной избирательности (ФПЧ), настроенный на промежуточную частоту, усилитель промежуточной частоты с АРУ и амплитудный детектор (рис. 3).

Усилитель промежуточной частоты (УПЧ) включает в себя четыре каскада. Первые три каскада УПЧ имеют одинаковое схемное решение. Каждый **усилительный каскад** содержит:

- **дифференциальный аperiodический усилитель** на транзисторах VT_1 , VT_2 ;

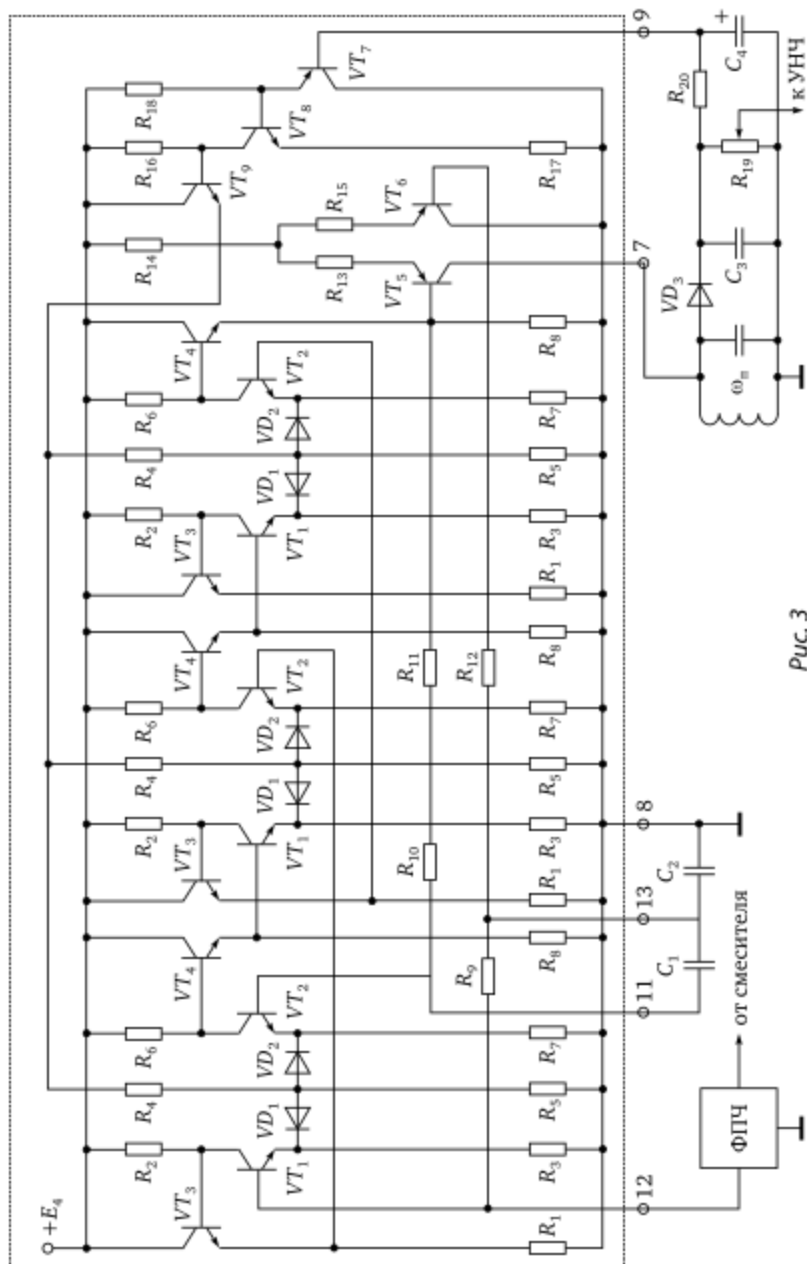


Рис. 3

- *эмиттерные повторители* на транзисторах VT_3, VT_4 , подключенные к выходам дифференциального усилителя. С помощью повторителей выходное напряжение передается на входы последующих каскадов;

- *средства* для регулирования усиления, представляющие собой резисторный делитель напряжения R_4, R_5 и диоды VD_1, VD_2 , включенные между точкой соединения резисторов R_4, R_5 и эмиттерами транзисторов VT_1, VT_2 .

Смещение на базы транзисторов VT_1, VT_2 первого дифференциального усилителя снимается с выходов эмиттерных повторителей третьего дифференциального усилителя через резисторы R_9, R_{12} и R_{10}, R_{11} .

Выходной каскад УПЧ выполнен по схеме ОК(VT_6)-ОБ(VT_5) на $p-n-p$ -транзисторах. Коллектор транзистора VT_6 подсоединен к общей точке микросхемы, к коллектору (вывод микросхемы 7) транзистора VT_5 подключен контур амплитудного детектора.

Сигнал с выхода ФПЧ поступает на базу транзистора VT_1 первого дифференциального усилителя, база транзистора VT_2 по промежуточной частоте подсоединена к общей точке схемы через внешние конденсаторы C_1, C_2 . С помощью эмиттерных повторителей на VT_3, VT_4 выходное напряжение передается на входы второго дифференциального усилителя и т. д.

Амплитудный детектор (АД) используется по двум назначениям:

- для выделения низкочастотного сигнала и регулирования его уровня с помощью переменного резистора R_{19} ;

- в качестве датчика уровня колебаний несущей частоты на входе приемника для системы АРУ. Постоянное напряжение, пропорциональное уровню колебаний несущей частоты, снимается с выхода фильтра R_{20}, C_4 и поступает на вход УПТ (вывод 9 микросхемы).

Трехкаскадный УПТ собран по схеме ОК-ОЭ-ОК на транзисторах VT_7 ($p-n-p$ -типа), VT_8, VT_9 . К его выходу подключены резисторные делители напряжения R_4, R_5 , задающие напряжение на диодах VD_1, VD_2 . При увеличении уровня колебаний несущей частоты напряжение на выходе АД и базе $p-n-p$ -транзистора VT_7 относительно общей точки повышается, что приводит к уменьшению коллекторного тока VT_7 ; увеличению напряжения на базе VT_8 ; уменьшению напряжения на базе и на эмиттере VT_9 , а также на анодах диодов VD_1, VD_2 . Диоды VD_1, VD_2 подзапира-

ются, в результате чего увеличивается сопротивление в эмиттерных цепях транзисторов VT_1 , VT_2 дифференциальных усилителей и действие отрицательной обратной связи, приводящей к уменьшению усиления дифференциальных каскадов УПЧ.

При уменьшении уровня колебаний несущей частоты система АРУ отрабатывает в обратном направлении. Система АРУ обеспечивает глубину регулировки усиления УПЧ порядка 60 дБ.

Стабилизатор напряжения. Для получения высоких качественных показателей выполняемых функциональных преобразований в микросхеме **K174XA2** предусмотрен стабилизатор напряжения (рис. 4). В качестве источников стабильного напряжения используются две последовательные цепи, составленные из балластного сопротивления и полупроводниковых диодов: R_1 , $VD_1—VD_6$ и R_2 , $VD_7—VD_9$. Стабильное напряжение, снимаемое с диодов $VD_1—VD_6$, передается эмиттерными повторителями на транзисторах VT_1 , VT_2 на шины питания УВЧ ($+E_1$) и УПЧ ($+E_4$). Напряжение $+E_2$, снимаемое с повторителя на транзисторе VT_3 , служит для питания базовых цепей транзисторов УВЧ. Для стабилизации режима по постоянному току гетеродина используется напряжение $+E_3$, снимаемое с диодов $VD_7—VD_9$, включенных в эмиттерную цепь транзистора VT_1 .

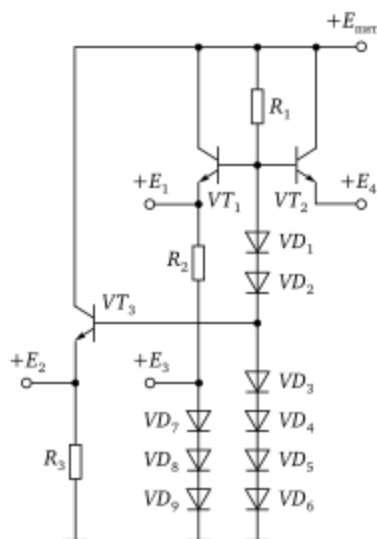


Рис. 4

3.6. Построение радиоприемников на микросхеме K174XA10

Общие сведения об ИМС K174XA10. Микросхема K174XA10 позволяет реализовать усиление сигналов высокой, промежуточной и низкой частоты, преобразование частоты, детектирование АМ- и ЧМ-сигналов. Структура микросхемы и назначение ее выводов приведены на рис. 1.

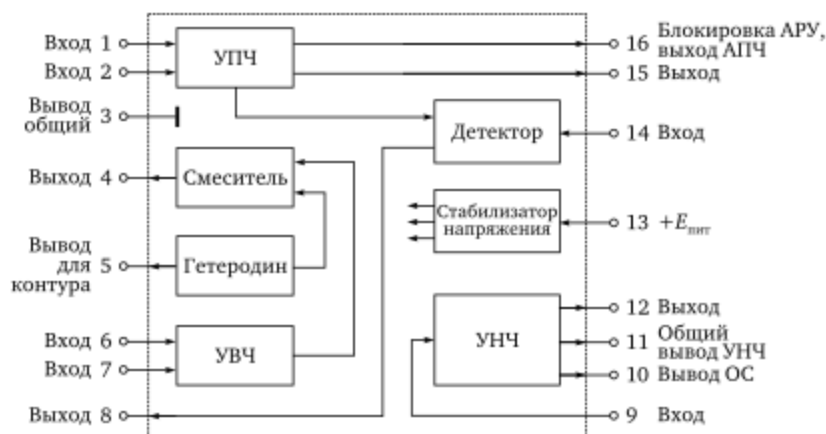


Рис. 1

Электрические параметры ИМС (при 25 °С и $+E_{\text{ист.ном}} = 6 \text{ В}$):

- ток потребления $I_{\text{пот}} \leq 16 \text{ мА}$;
- коэффициент подавления АМ-сигнала ЧМ-тракта $\geq 40 \text{ дБ}$;
- входное напряжение ограничения ЧМ-тракта на $f_{\text{пр}} = 10,7 \text{ МГц} \geq 50 \text{ мкВ}$;
- отношение сигнал/шум АМ-тракта при $U_{\text{вх}} = 30 \text{ мкВ} \geq 20 \text{ дБ}$;
- отношение сигнал/шум ЧМ-тракта при $U_{\text{вх}} = 30 \text{ мкВ} \geq 36 \text{ дБ}$;
- верхняя граничная частота УНЧ $\geq 25 \text{ кГц}$;
- нижняя граничная частота АМ-тракта (по уровню -6 дБ) $\geq 100 \text{ кГц}$;
- верхняя граничная частота АМ-тракта (по уровню -6 дБ) $\leq 12,5 \text{ МГц}$;
- входное сопротивление УНЧ $R_{\text{вх.унч}} \geq 100 \text{ кОм}$;
- коэффициент усиления УНЧ при $U_{\text{вх}} = 10 \text{ мВ}$, $R_{\text{н}} = 8 \text{ Ом} \geq 37 \div 40 \text{ дБ}$;
- выходное напряжение низкой частоты АМ-тракта $15 \div 85 \text{ мВ}$;

- выходная мощность УНЧ — $\geq 0,3$ Вт;
- коэффициент гармоник УНЧ при $P_{\text{вых}} = 0,3$ Вт, $R_{\text{н}} = 8$ Ом — $\leq 2\%$;
- коэффициент гармоник сквозного АМ-тракта — $\leq 4,5\%$;
- коэффициент гармоник сквозного ЧМ-тракта — $\leq 3\%$;
- допустимые пределы изменения напряжения питания — $3 \div 12$ В.

Микросхема предназначена для применения в АМ- и АМ/ЧМ-приемниках третьей группы сложности.

Рассмотрим схемные особенности функциональных узлов диапазонного приемника АМ-сигналов, построенного на основе микросхемы K174XA10.

Узлы высокочастотного тракта приемника. Схема УВЧ АМ-сигналов и преобразователя частоты приведена на рис. 2.

Усилителем высокой частоты служит дифференциальный каскад на транзисторах VT_2 , VT_5 . Входной сигнал подводится к базам транзисторов УВЧ через обмотку связи с антенным контуром, настроенным на частоту сигнала ω_c . Напряжение смещения на базы транзисторов поступает через резистор R_1 с вывода 1 микросхемы, к которому подсоединены базы транзисторов УПЧ (рис. 3).

Гетеродин собран на дифференциальном каскаде (транзисторы VT_8 — VT_{10}). Коллектор одного транзистора дифференциальной пары (VT_8 , VT_{10}) соединен с базой другого транзистора, образуя замкнутый в кольцо двухкаскадный неинвертирующий усилитель по схеме ОК-ОБ. Нагрузкой каскада на транзисторе VT_{10} служит колебательный контур, настроенный на частоту ω_r .

Смеситель построен на двух дифференциальных каскадах (транзисторы VT_1 , VT_3 и VT_4 , VT_6), включенных по балансной схеме. Напряжение сигнала подводится к смесителю через транзисторы VT_2 , VT_5 , являющиеся для смесителя токопитающими каскадами. Напряжение с гетеродина поступает на базы транзисторов VT_3 , VT_4 , базы другой пары транзисторов VT_1 , VT_6 подсоединены к общей точке схемы через блокировочный конденсатор C_2 . Нагрузкой смесителя является колебательный контур, настроенный на промежуточную частоту ω_n . На выходе смесителя подавляется составляющая с частотой сигнала ω_n . Выход смесителя подключается к фильтру сосредоточенной избирательности, настроенному на промежуточную частоту (ФПЧ).

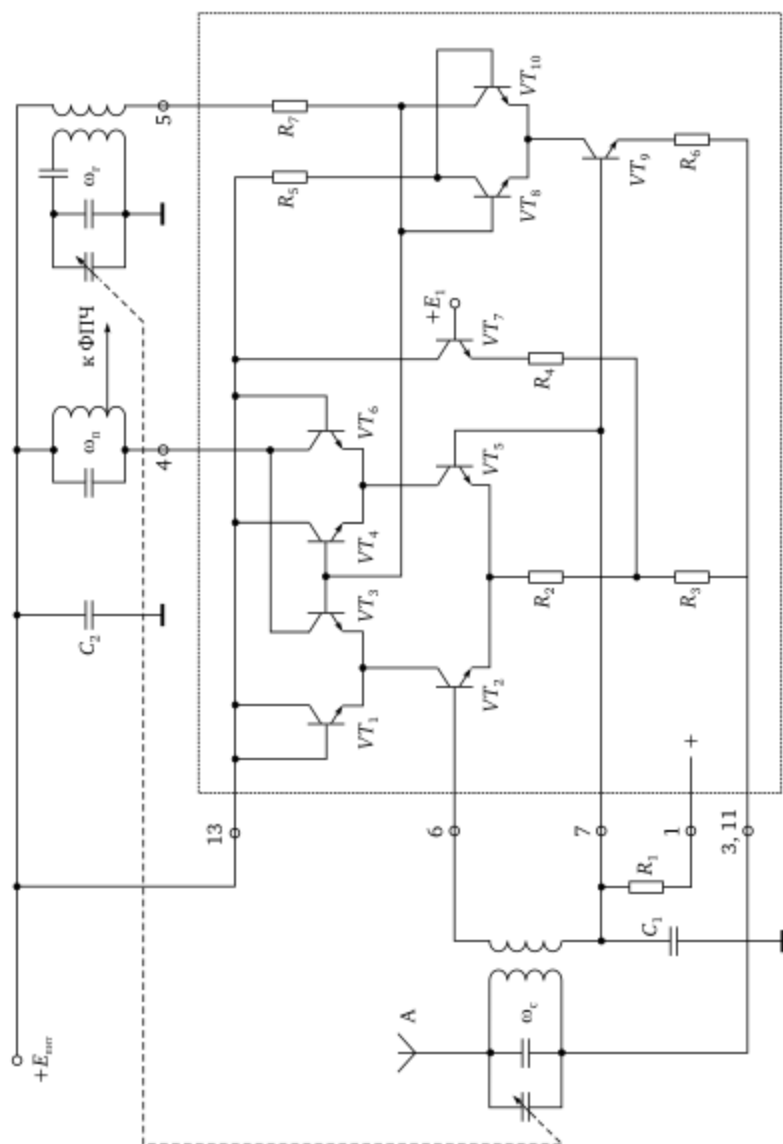


Рис. 2

Перестройка сигнального и гетеродинного контуров осуществляется с помощью конденсаторов переменной емкости (КПЕ), роторы которых расположены на одной оси (на рис. 2 эта связь показана пунктирной линией). При перестройке разность резонансных частот сигнального и гетеродинного контуров близка к промежуточной частоте.

Транзистор VT_7 служит для стабилизации режима УВЧ и смесителя по постоянному току.

Усилитель промежуточной частоты. На входе УПЧ включен фильтр ФПЧ, настроенный на промежуточную частоту. Усилитель промежуточной частоты содержит (рис. 3):

- *основной усилитель*, составленный из четырех однотипных двухкаскадных усилителей ОК-ОБ на транзисторах VT_1, VT_2 с резистивной нагрузкой R_3 ;

- *выходной двухкаскадный усилитель* ОК-ОБ на транзисторах VT_3, VT_5 с избирательной нагрузкой, которая отнесена к амплитудному детектору (рис. 4), и генератором стабильного тока, выполненным на транзисторе VT_4 с использованием токозадающей цепи $R_6—R_7—VT_6—VT_7—R_8$;

- *средства* (транзисторы $VT_8—VT_{12}$, резисторы $R_9—R_{13}$), обеспечивающие питание и регулировку усиления основного усилителя.

Коллекторные и базовые цепи транзисторов VT_1, VT_2 каскадов УПЧ питаются от источника напряжения $E_{пит}$ через транзистор VT_{10} и низкоомный резистор R_{11} (40 Ом), а также резисторы R_3, R_4, R_1 . Регулировка усиления каскадов УПЧ осуществляется изменением тока транзистора VT_{10} путем подачи на базу транзистора VT_9 напряжения АРУ с выхода амплитудного детектора (рис. 4). Если, например, амплитуда принимаемого сигнала увеличится, то напряжение АРУ, поступающее на базу VT_9 , уменьшится, что приведет к уменьшению тока, протекающего через VT_{10} , коллекторные и базовые цепи транзисторов VT_1, VT_2 , и, следовательно, уменьшению коэффициента усиления УПЧ.

Амплитудный детектор и предварительный УНЧ (рис. 4). Амплитудный детектор (АД) построен на двух транзисторах VT_1, VT_3 , по схеме с ОК.

Входом АД является база VT_1 , на которую поступает сигнал с выхода УПЧ. Между базами транзисторов VT_1, VT_3 включен колебательный контур, настроенный на промежуточную частоту ω_n . Средняя точка контурной катушки индуктивности зазем-

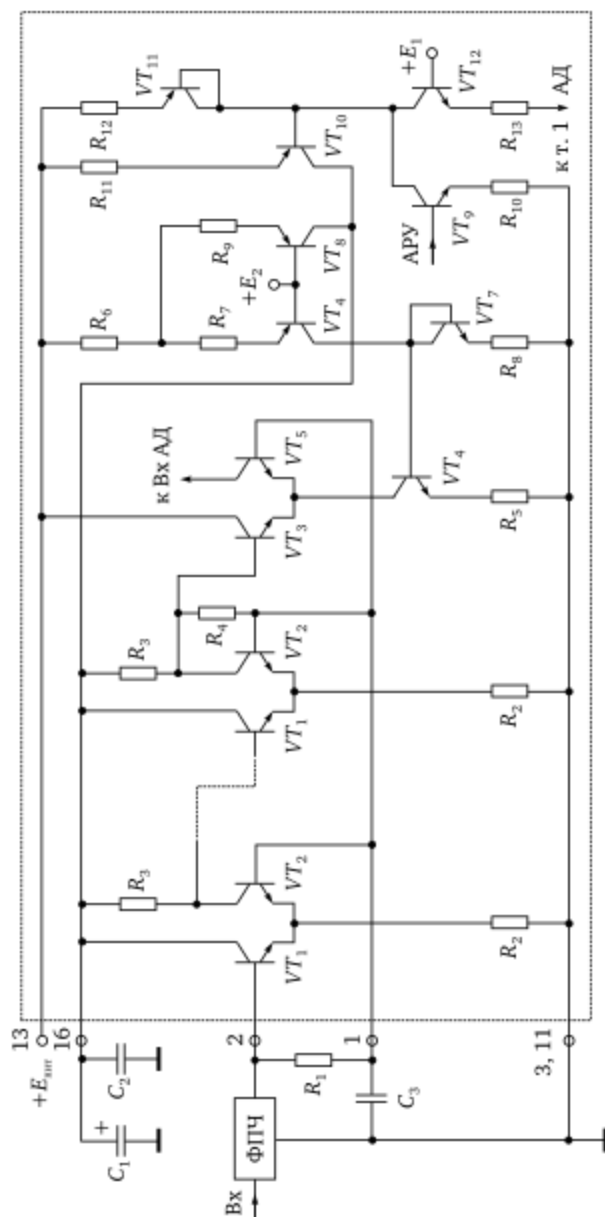


Рис. 3

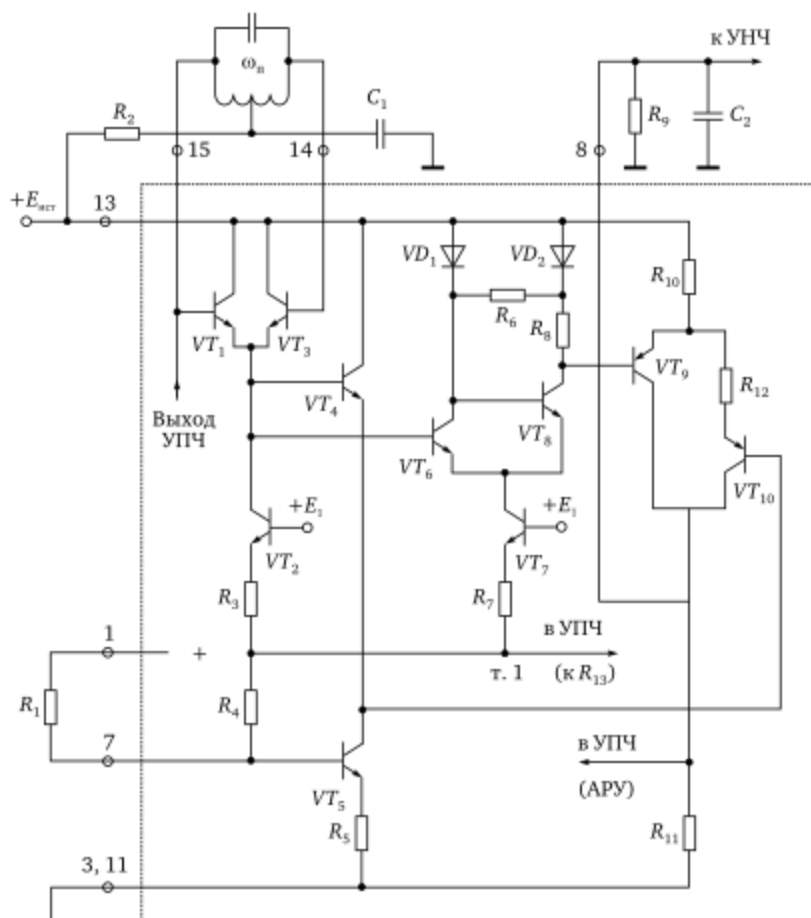


Рис. 4

лена по промежуточной частоте с помощью блокировочного конденсатора C_1 . Поэтому переменное напряжение поступает на базы VT_1 , VT_3 в противофазе, что обеспечивает более качественный способ двухтактного детектирования. Напряжение смещения на базы транзисторов подводится через резистор R_2 и катушку индуктивности контура. В эмиттерной цепи транзисторов VT_1 , VT_3 включен токопитающий каскад на транзисторе VT_2 , который служит динамической нагрузкой АД.

Для усиления продетектированного АМ-сигнала используются два тракта с суммированием их выходных сигналов в резисторе R_{11} :

- первый тракт построен на транзисторах VT_6 , VT_8 , VT_9 , включенных по схеме ОК-ОБ-ОЭ;
- во втором тракте задействованы транзисторы VT_4 , VT_{10} , включенные по схеме ОК-ОЭ.

К выходу АД (вывод 8 микросхемы) подключена цепочка из R_9 , C_2 для фильтрации колебаний с промежуточной частотой. Напряжение для АРУ УПЧ снимается с резистора R_{11} .

Усилитель низкой частоты. Представленный на рис. 5 УНЧ содержит:

- *разделительный конденсатор C_1 и регулятор громкости (R_1 , C_2), включенные на входе усилителя;*
- *входной усилительный каскад, построенный на транзисторах VT_1 — VT_6 по дифференциальной схеме с динамической нагрузкой;*
- *промежуточные усилительные каскады на транзисторах VT_9 , VT_{11} , VT_{12} , VT_{14} , включенных по схеме ОК-ОК-ОЭ-ОК;*
- *оконечный каскад, построенный по схеме ОЭ-ОЭ на транзисторах VT_{15} , VT_{16} . Напряжение на базу транзистора VT_{16} подается со второго каскада предварительного усилителя, а на базу транзистора VT_{15} p - n - p -типа, имеющего меньшее усиление по сравнению с транзисторами n - p - n -типа, — с четвертого каскада;*
- *средства для создания двух цепей отрицательной обратной связи (ООС). Первая цепь ООС по переменному току образуется с помощью резистора R_8 , так как сигнал с выхода усилителя (вывод 12 микросхемы) через каскады с ОК (VT_{11}) и ОЭ (VT_{16}) возвращается на выход в противофазе. Вторая замкнутая цепь ООС состоит из делителя напряжения, составленного из резисторов R_5 (3,9 кОм), R_6 (20 Ом), конденсатора C_3 и транзисторов VT_7 , VT_6 , VT_2 , VT_9 , VT_{11} , VT_{16} , включенных по схеме ОК-ОК-ОБ-ОК-ОК-ОЭ. Эта цепь имеет малую глубину ООС по переменному току и предназначена в основном для поддержания постоянного напряжения на выходе усилителя (выводе 10), равного половине напряжения источника питания $E_{ист}$;*
- *средства для установки и стабилизации режима работы усилительных каскадов по постоянному току (транзисторы VT_4 , VT_8 , VT_{10} , VT_{13});*
- *разделительный конденсатор C_4 с динамиком, включенные на выходе УНЧ. При необходимости повышения уровня выходной мощности звуковых колебаний к выводу 12 микросхемы дополнительно подключается каскад на мощных транзисторах [5].*

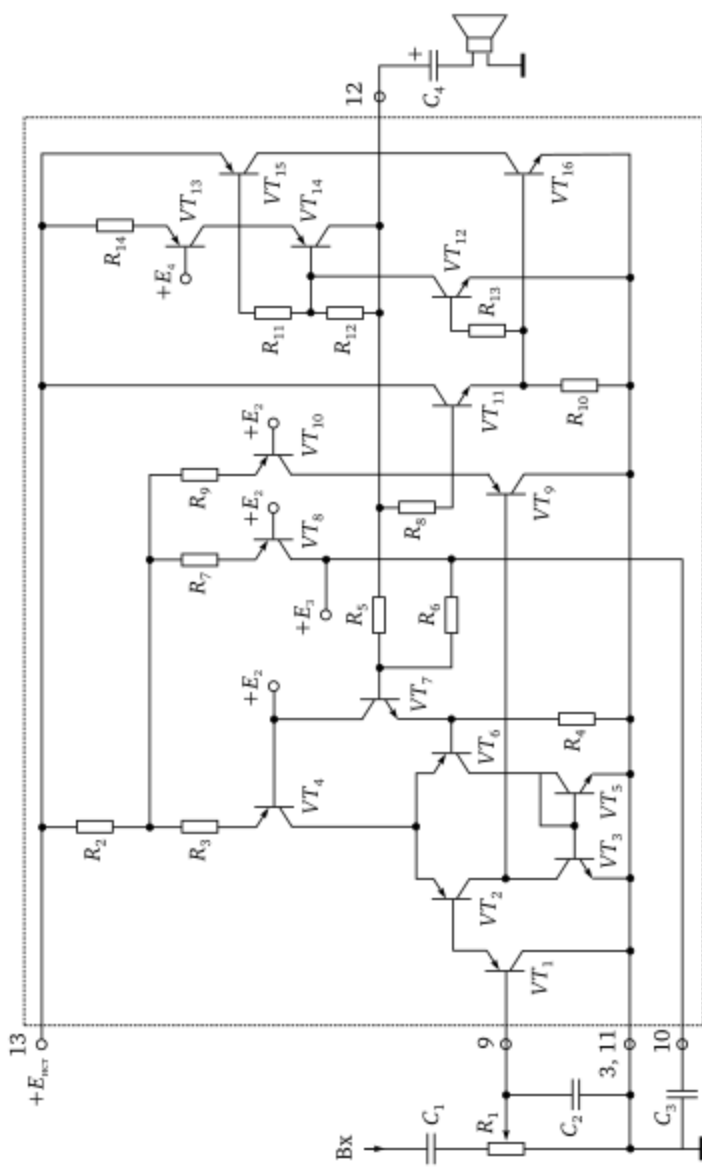


Рис. 5

Стабилизатор напряжения. В микросхеме **174ХА10** предусмотрены средства, обеспечивающие требуемый режим работы функциональных узлов по постоянному току и его стабилизацию при воздействии различных дестабилизирующих факторов. Принципиальная схема стабилизатора напряжения приведена на рис. 6. На схеме показаны напряжения $+E_1$, $+E_2$, $+E_3$, $+E_4$ и функциональные узлы, в которых они используются.

Напряжение $+E_1$ формируется с помощью схемы, построенной на основе токового зеркала (транзисторы VT_1 , VT_6), выполняющего функции генератора стабильного тока для питания базовых цепей некоторых транзисторов УВЧ, УПЧ и АД. Нагрузкой этого генератора являются каскады и цепи на транзисторах VT_2 — VT_5 . Каскад на транзисторе VT_2 по схеме с ОЭ охвачен с помощью резистора R_2 отрицательной обратной связью по напряжению, благодаря чему достигается большее постоянство напряжения $+E_1$.

Последовательная цепь из элементов R_9 , VT_{10} , R_{10} , VD_2 , R_{11} , VD_3 позволяет получить напряжения $+E_2$, $+E_3$, $+E_4$ при использовании соответственно транзистора VT_8 и диода VD_1 , транзистора VT_9 и резистора R_8 , транзистора VT_{11} и резистора R_{12} .

Следует обратить внимание на то, что с помощью транзисторов VT_5 , VT_7 осуществляется стабилизация задающего тока токового зеркала.

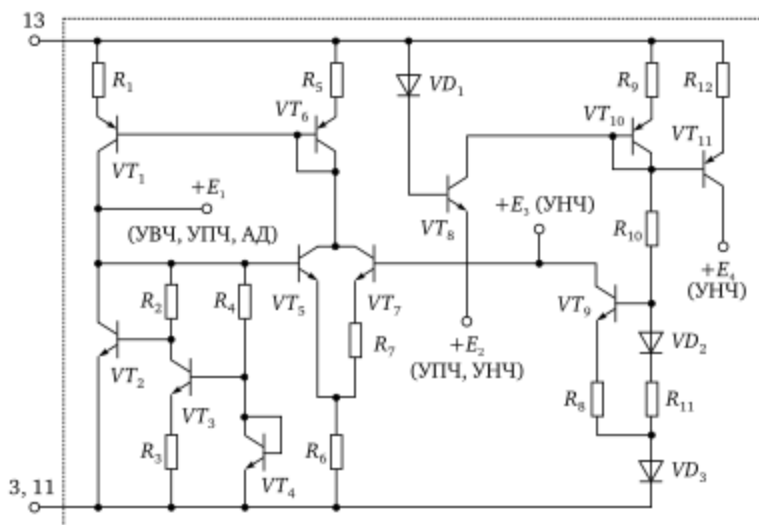


Рис. 6

3.7. Построение УКВ-блоков радиоприемников на микросхеме K174XA15

Общие сведения об ИМС K174XA15. Микросхема K174XA15 позволяет реализовать усиление и преобразование частоты сигналов с частотой до 110 МГц. Структура микросхемы и назначение ее выводов приведены на рис. 1. Микросхема содержит заготовку для построения УВЧ по схеме с ОЭ или ОБ, дифференциальный каскад для построения гетеродина, буферный усилитель по схеме с ОК, балансный смеситель (перемножитель) с фильтром нижних частот (ФНЧ) на распределенной RC-структуре, усилитель АРУ и стабилизатор напряжения.

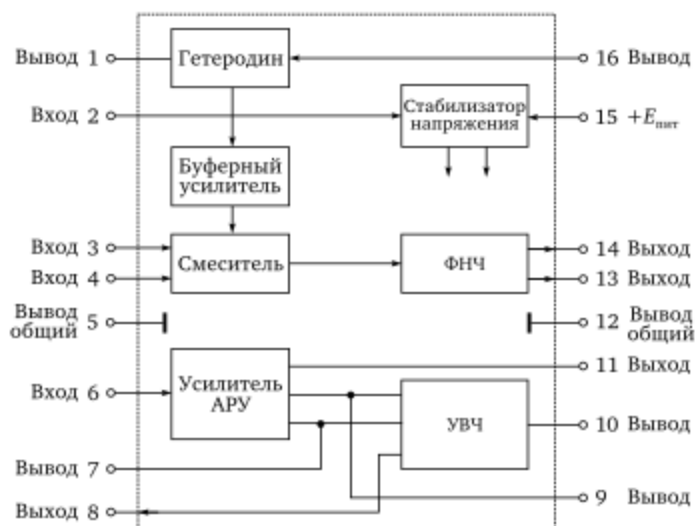


Рис. 1

Электрические параметры ИМС (при $+E_{\text{ист.ном}} = 6 \text{ В}$):

- ток потребления $I_{\text{пот}}$ при $U_{\text{вх}} = 0$ — $\leq 30 \text{ мА}$;
- коэффициент усиления K_U при $U_{\text{вх}} = 1 \text{ мВ}$, $f_c = 69 \text{ МГц}$ — $\geq 22 \text{ дБ}$;
- коэффициент шума при $f_c = 69 \text{ МГц}$ — $\leq 10 \text{ дБ}$;
- входное сопротивление $R_{\text{вх}}$ — $\geq 3,9 \text{ кОм}$;
- максимальная частота входного сигнала — $\leq 110 \text{ МГц}$;
- пределы изменения напряжения питания — $8,5 \div 15 \text{ В}$.

Высокочастотный блок приемника. Рассмотрим схемные особенности высокочастотного блока, построенного на основе микросхемы K174XA15.

Усилитель высокой частоты построен на транзисторе VT_2 по схеме с ОБ. Для подачи смещения на базу транзистора используются два источника: источник питания микросхемы $+E_{\text{пит}}$ с R_4C_3 -фильтром и усилитель АРУ на транзисторе VT_1 . Питание коллекторной цепи постоянным током осуществляется по последовательной схеме через нагрузочный контур УВЧ. Диоды VD_1, VD_3 в базовых цепях транзисторов VT_1, VT_2 предназначены для защиты перехода база-эмиттер от пробоя. В рассматриваемом применении микросхемы эти функции не используются, так как базы транзисторов заземлены по высокой частоте через конденсаторы C_1, C_4 . Катушка индуктивности L_1 во входной цепи УВЧ служит для повышения уровня подводимого сигнала, так как совместно с емкостью перехода эмиттер-база образует последовательный контур, настроенный на частоту сигнала. Входной сигнал через контур входной цепи и катушку индуктивности L_1 подводится к эмиттеру транзистора и после усиления через нагрузочный контур передается на входы смесителя (выводы 3, 4 микросхемы).

Гетеродин выполнен на основе дифференциального каскада (транзисторы VT_9, VT_{10}), в котором для создания положительной обратной связи коллектор одного транзистора соединен с базой другого. Контур, задающий частоту генерируемых колебаний ω_r , через обмотку связи подключен к коллекторам дифференциального каскада (выводы 1, 16 микросхемы). Для повышения стабильности частоты колебаний используется буферный усилитель на транзисторах VT_{11}, VT_{12} . Колебания с частотой гетеродина ω_r через буферный усилитель передаются на опорные входы балансного смесителя (базы транзисторов VT_7, VT_8).

Балансный смеситель собран на транзисторах $VT_3—VT_8$. Его особенностями являются:

- использование резисторов $R_5—R_8$ в эмиттерных цепях дифференциальных каскадов на транзисторах $VT_3—VT_8$ для создания отрицательной обратной связи, что повышает входное сопротивление для сигнала и расширяет динамический диапазон;
- включение фильтров нижних частот на распределенных RC-структурах в коллекторные цепи дифференциальных каскадов на транзисторах $VT_3—VT_8$ для подавления побочных спектральных составляющих, возникающих в результате перемножения.

Настроенный на промежуточную частоту ω_n выходной контур смесителя служит для согласования смесителя с фильтром

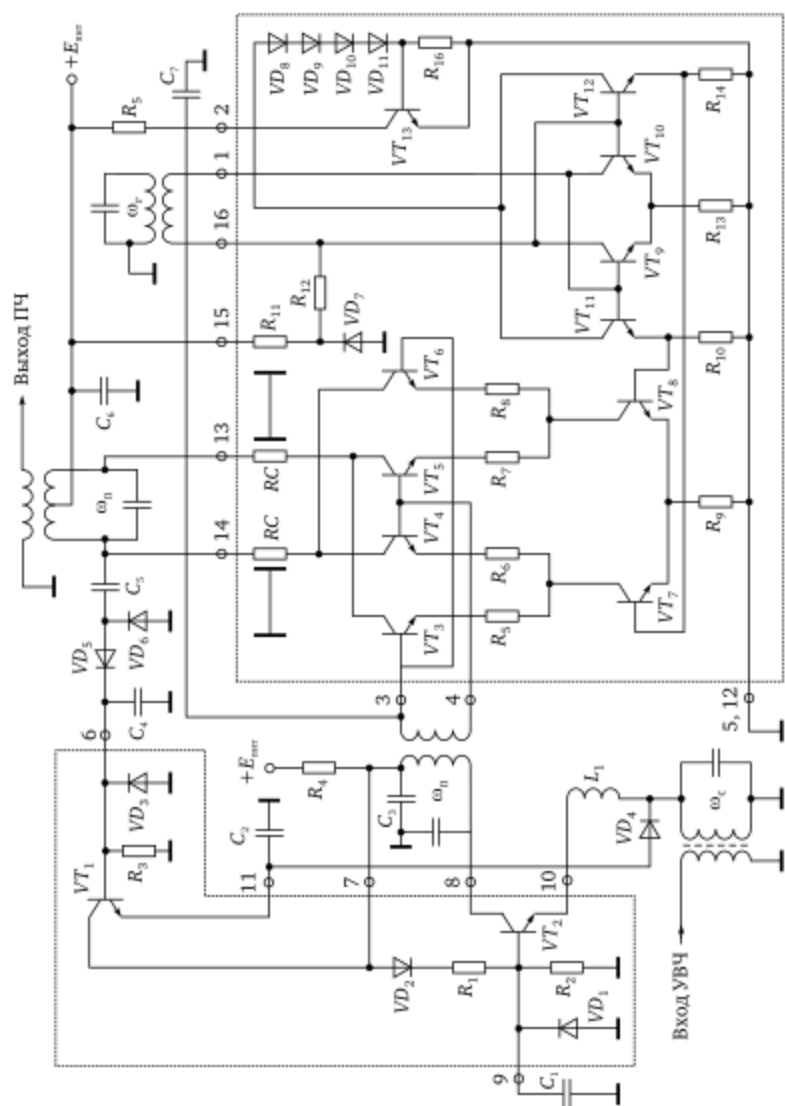


Рис. 2

сосредоточенной избирательности тракта промежуточной частоты. Через контур осуществляется питание коллекторных цепей транзисторов смесителя постоянным током от источника напряжения $+E_{\text{пит}}$. Подключенный к контуру амплитудный детектор с удвоением напряжения (C_4, C_5, VD_4, VD_5) обеспечивает работу усилителя АРУ на транзисторе VT_1 .

Рассмотрим *работу системы АРУ*. При изменении, например, увеличении уровня сигнала на входе УВЧ возрастет постоянное напряжение на базе транзистора VT_1 (на выходе АД) и увеличивается ток, протекающий через VT_1 и резистор R_4 , благодаря чему:

- *понижается потенциал на аноде диода VD_2 и, как следствие, — на базе транзистора VT_2 УВЧ;*

- *происходит расстройка контура входной цепи (за счет изменения индуктивности), вызванная увеличением постоянного эмиттерного тока VT_1 , протекающего через диод VD_4 и контур.*

Оба фактора приводят к уменьшению коэффициента усиления УВЧ.

Стабилизатор напряжения микросхемы, составленный из элементов $VD_7, R_{11} (R_{12})$, обеспечивает постоянство напряжения на коллекторах и базах транзисторах VT_9, VT_{10} гетеродина. Стабилизатор, содержащий транзистор VT_{13} , диоды $VD_8—VD_{11}$ и резистор R_{16} , задает постоянное напряжение на коллекторах транзисторов VT_{11}, VT_{12} буферного усилителя, а также на базах транзисторов $VT_3—VT_6$ смесителя, так как выводы 2 и 3 микросхемы соединены между собой.

3.8. Построение радиоприемников на микросхеме серии K174XA26

Общие сведения об ИМС K174XA26. Микросхема K174XA26 содержит:

- *преобразователь частоты, состоящий из гетеродина и смесителя;*

- *усилитель промежуточной частоты (УПЧ), позволяющий помимо усиления ограничивать амплитуду выходного сигнала;*

- *детектор ЧМ-сигналов, построенный на основе фазового детектора, к выводу 8 которого подключается фазосдвигающий контур (ФСК);*

- *предварительный усилитель низкочастотного сигнала с двумя выходами (УНЧ1);*

- второй усилитель низкой частоты (УНЧ2) и ключевое устройство, используемые обычно для бесшумной настройки радиоприемника;

- стабилизатор напряжения, обеспечивающий режимы работы функциональных узлов микросхемы по постоянному току.

Структура микросхемы и назначение ее выводов приведены на рис. 1. Микросхема предназначена для применения в радиоприемниках ЧМ-сигналов.

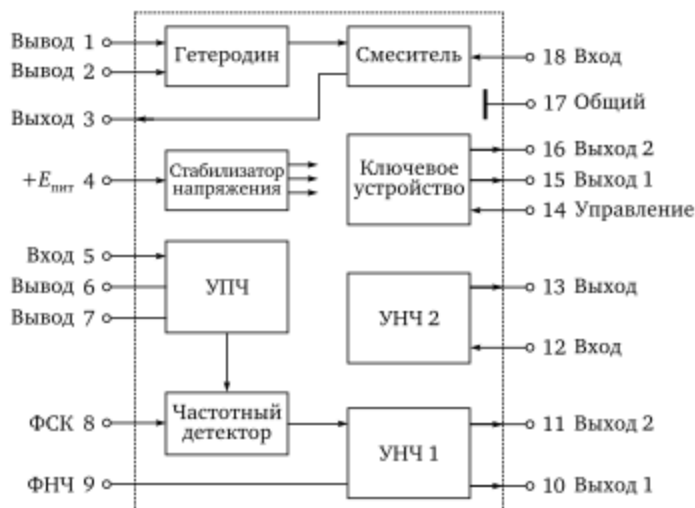


Рис. 1

Электрические параметры ИМС:

- номинальное напряжение питания $+E_{\text{пит}}$ — 6 В;
- ток потребления $I_{\text{пот}}$ — ≤ 6 мА;
- коэффициент подавления АМ-сигнала — ≥ 40 дБ;
- входное напряжение ограничения — ≥ 8 мкВ;
- входное сопротивление УПЧ $R_{\text{вх УПЧ}}$ — $\geq 3,5$ кОм;
- коэффициент усиления УНЧ при $U_{\text{вх}} = 3$ мВ, $F = 1$ кГц — ≥ 40 дБ;
- допустимые пределы изменения напряжения питания — $4 \div 9$ В.

Рассмотрим схемные особенности функциональных узлов приемника с фиксированной настройкой, построенного на основе микросхемы **K174XA26** [4]. Усилитель высокой частоты не входит в микросхему и выполняется в виде отдельного функционального узла.

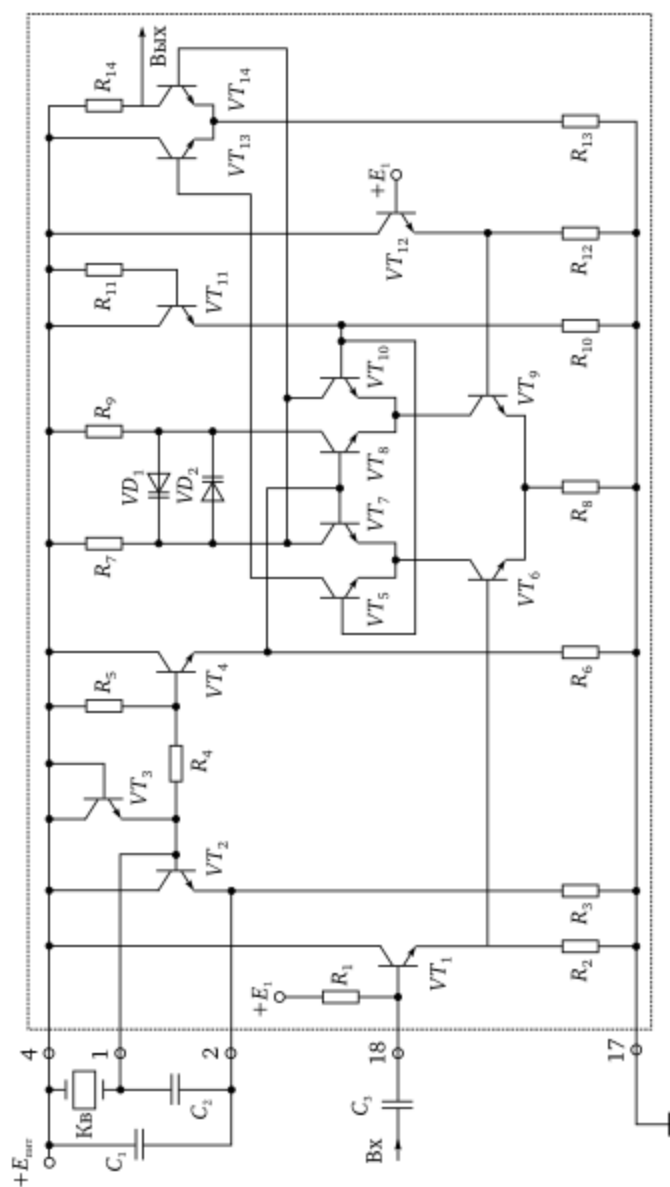


Рис. 2

Преобразователь частоты. Схема преобразователя частоты, содержащего гетеродин и смеситель, приведена на рис. 2.

В качестве *гетеродина* используется кварцевый автогенератор, выполненный на транзисторе VT_2 по емкостной трехточечной схеме с включением кварца между коллектором и базой.

Смесителем служит перемножитель аналоговых сигналов на транзисторах VT_5 — VT_{10} по двойной балансной схеме. К выходам смесителя подключены два варикапа VD_1 , VD_2 , выполняющие функции предварительной фильтрации суммарной частоты сигнала и гетеродина, а также двухкаскадный усилитель по схеме ОК-ОБ на транзисторах VT_{13} , VT_{14} для перехода к одностороннему несимметричному выходу.

Напряжение гетеродина снимается с базы транзистора VT_2 и через буферный усилитель, выполненный на транзисторе VT_4 по схеме с ОК, подается на один из опорных входов (базы транзисторов VT_7 , VT_8) смесителя. На другой опорный вход (базы транзисторов VT_5 , VT_{10}) смесителя подается постоянное напряжение с эмиттера транзистора VT_{11} .

Высокочастотный сигнал поступает на вход микросхемы (вывод 18) через разделительный конденсатор C_3 , а затем через эмиттерный повторитель на транзисторе VT_1 передается на один из сигнальных входов (база VT_6) смесителя. Другой сигнальный вход (база VT_9) находится под постоянным напряжением, поступающим с выхода эмиттерного повторителя на транзисторе VT_{12} .

Напряжение с промежуточной частотой снимается с выхода двухкаскадного усилителя на транзисторах VT_{13} , VT_{14} .

Усилитель промежуточной частоты и частотный детектор. Принципиальная схема этих узлов приемника приведена на рис. 3. На входе УПЧ включен фильтр, настроенный на промежуточную частоту (ФПЧ). *Усилитель промежуточной частоты* содержит шесть идентичных усилительных каскадов, построенных по дифференциальной схеме на транзисторах VT_1 , VT_2 . Коллекторы транзисторов каждого из предшествующих каскадов соединены с базами последующего каскада. На выходе шестикаскадного УПЧ включены два эмиттерных повторителя на транзисторах VT_3 , VT_4 , выходы которых соединены:

- с базами транзисторов первого каскада УПЧ через резисторы R_4 — R_6 для создания цепи отрицательной обратной связи

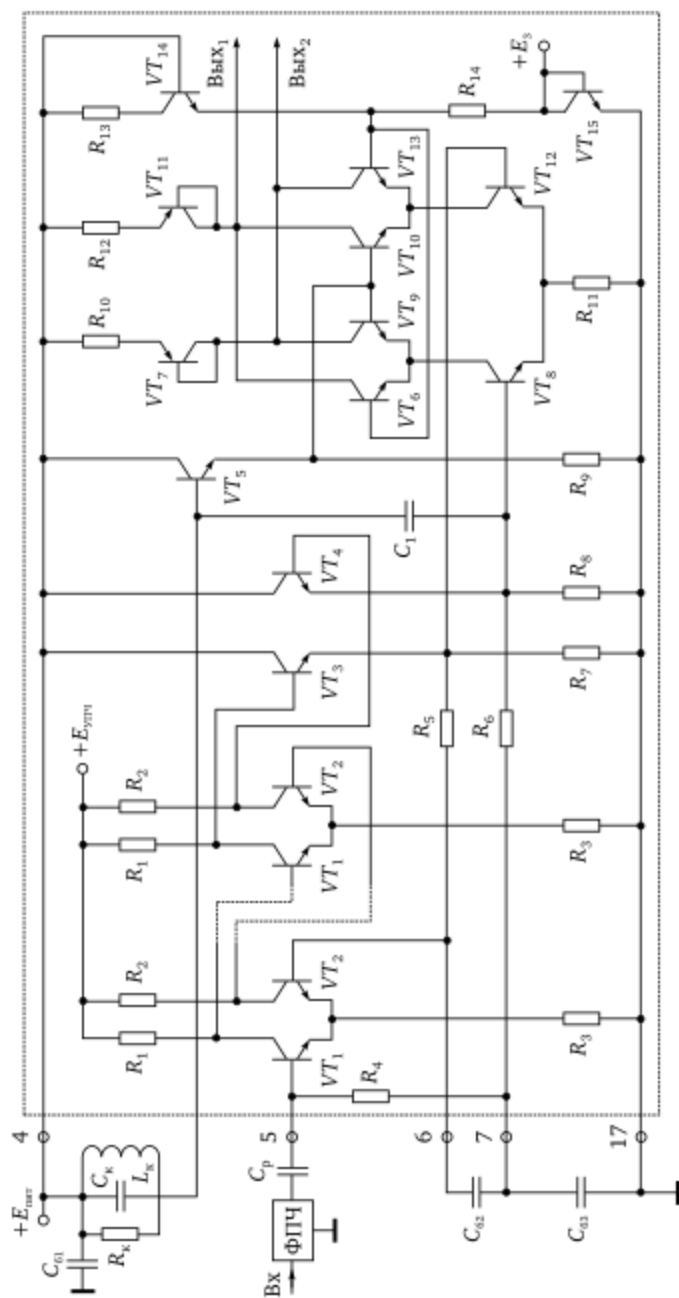


Рис. 3

по постоянному току. Для этого задействованы блокировочные конденсаторы C_{62} , C_{63} ;

- с входами частотного детектора.

Частотный детектор (ЧД) представляет собой аналоговый перемножитель двух сигналов. Один из сигналов поступает непосредственно с выхода УПЧ на опорные входы перемножителя (базы транзисторов VT_8 , VT_{12}), другой сигнал, предварительно сдвинутый по фазе на 90° с помощью конденсатора C_1 и контура L_K , C_K , R_K , подается на один из сигнальных входов (базы транзисторов VT_9 , VT_{10}) перемножителя через эмиттерный повторитель на транзисторе VT_5 . На второй сигнальный вход (базы транзисторов VT_6 , VT_{13}) перемножителя подается постоянное напряжение. Выходами ЧД являются коллекторы транзисторов VT_6 , VT_{10} и VT_9 , VT_3 .

Предварительный усилитель низкой частоты и система бесшумной настройки приемника. На рис. 4 приведены схемы предварительного усилителя УНЧ1 и системы бесшумной настройки приемника, содержащей УНЧ2 и устройства коммутации. *Предварительный усилитель* низкочастотного напряжения УНЧ1 состоит из двух усилителей, построенных на основе дифференциальных усилительных каскадов с одиночным выходом. В первом усилителе на транзисторах VT_1 — VT_5 выходной сигнал суммируется в точке соединения коллекторов транзисторов VT_3 , VT_4 , а во втором усилителе на транзисторах VT_6 — VT_9 — в точке соединения коллекторов транзисторов VT_8 , VT_9 . При этом в первом усилителе сигнал, поступающий с выхода Вых₁ ЧД, проходит через два каскада с ОЭ (VT_1 , VT_4), а противофазный сигнал, поступающий с выхода Вых₂ ЧД, — через один каскад с ОЭ (VT_3), поэтому в точке соединения коллекторов транзисторов VT_3 , VT_4 они совпадают по фазе. Во втором усилителе сигнал, поступающий с выхода Вых₁ ЧД, проходит через один каскад с ОЭ (VT_8), а противофазный сигнал, поступающий с выхода Вых₂ ЧД, — через два каскада с ОЭ (VT_6 , VT_9), и в точке соединения коллекторов транзисторов VT_8 , VT_9 их фазы также совпадают. Наличие в первом усилителе дополнительного транзистора VT_4 повышает его усиление и стабильность режима, по постоянному току. Сигнал с выхода первого усилителя поступает непосредственно на вывод 11 микросхемы, а с выхода второго дифференциального усилителя — через эмиттерный повторитель (VT_{11}) на вывод 10. Первый усилитель в рассмат-

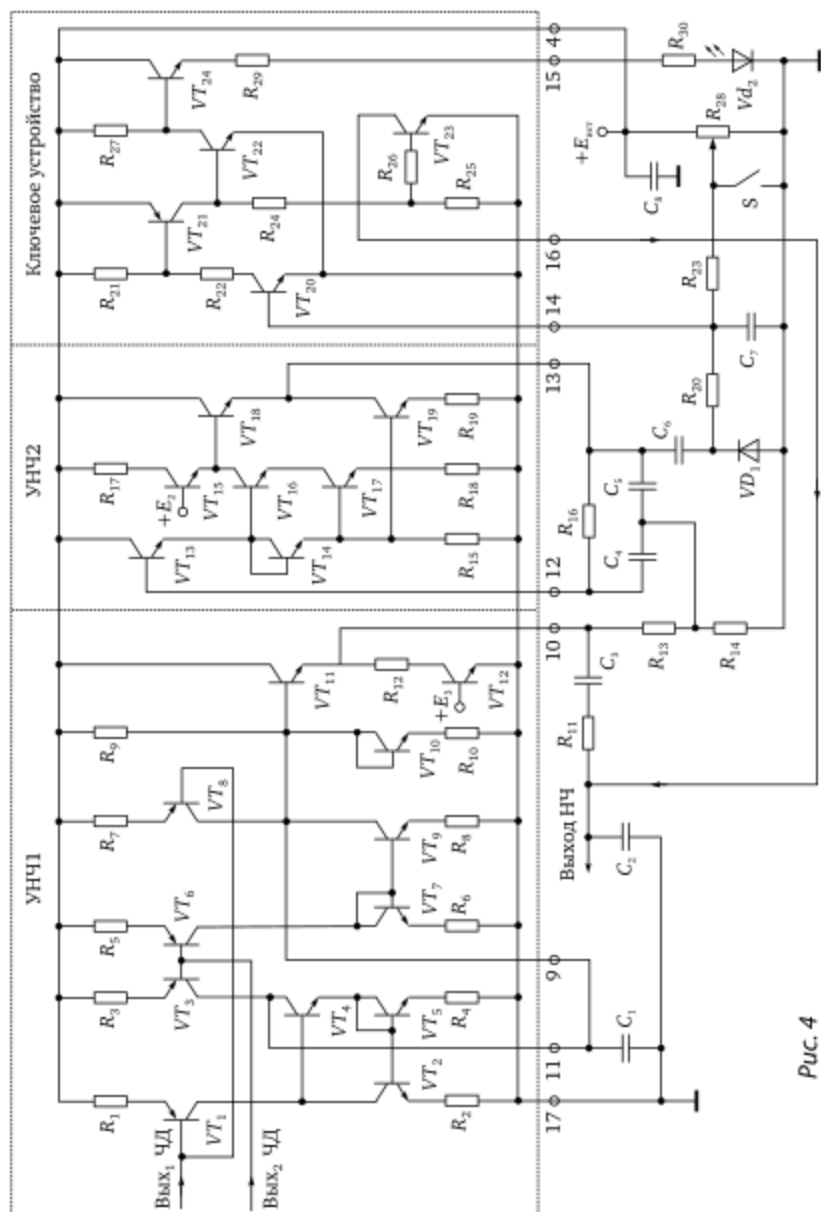


Рис. 4

риваемом случае не задействован, хотя его часто используют для автоподстройки частоты [14]. Сигнал с выхода второго усилителя через фильтр коррекции предскажений R_{11} , C_2 , имеющий спад частотной характеристики со скоростью 6 дБ/октава, поступает на оконечный усилитель низкой частоты.

Инвертирующий усилитель УНЧ2 содержит два усилительных тракта, построенных по схемам ОК(VT_{13})-ОЭ(VT_{16})-ОК(VT_{18}) и ОК(VT_{13})-ОЗ(VT_{19}) со сложением сигналов на выходе (вывод 13 микросхемы).

Ключевое устройство имеет два выхода (выводы 15, 16 микросхемы). По выводу 15 оно представляет собой четырехкаскадную схему ОЭ(VT_{20})-ОЭ(VT_{21})-ОЭ(VT_{22})-ОК(VT_{24}) с открытым эмиттером, по выводу 16 — трехкаскадную схему ОЭ(VT_{20})-ОЭ(VT_{21})-ОЭ(VT_{23}) с открытым коллектором.

Рассмотрим особенности использования УНЧ2 и ключевого устройства в качестве системы бесшумной настройки приемника. Для ее организации:

- к выводу 10 подключают делитель напряжения, составленный из резисторов R_{13} , R_{14} ;
- с помощью элементов R_{16} , C_4 , C_5 , включенных между выходом и входом (к выводам 13 и 12) УНЧ2, строится активный полосовой фильтр (от 3 до 10 кГц);
- к выходу полосового фильтра (вывод 13 микросхемы) подключается амплитудный детектор, составленный из элементов VD_1 , R_{20} , C_7 ;
- ко входу ключевого устройства (вывод 14) подсоединяются выход амплитудного детектора и элементы R_{23} , R_{28} , S для установки порога срабатывания и отключения системы настройки;
- вывод 16 подключается к низкочастотному выходу «Выход НЧ» (см. рис. 4);
- к выводу 15 через резистор R_{30} подключается светодиод VD_2 .

Принцип работы системы бесшумной настройки приемника. При отсутствии сигнала на входе приемника на выводе 10 присутствуют шумы, напряжение которых снимается с делителя R_{13} , R_{14} и подается на вход активного фильтра. Усиленное напряжение шумов с вывода 13 поступает на амплитудный детектор. Полученное на его выходе постоянное напряжение воздействует на вход (вывод 14) ключевого устройства, вызывая его срабатывание. При этом:

- транзистор VT_{23} открывается и через вывод 16 шунтирует низкочастотный выход «Выход НЧ», прекращая доступ сигнала на оконечный усилитель низкой частоты;

- транзистор VT_{24} запирается и отключает светодиод VD_2 .

С появлением сигнала на входе приемника уровень шумов на выводе 10 понижается, так как полезный сигнал при частотной модуляции подавляет шумы. Постоянное напряжение на входе ключевого устройства уменьшается. В этом режиме запирается транзистор VT_{23} и отпирается транзистор VT_{24} , в результате чего низкочастотный выход подключается к оконечному усилителю низкой частоты и включается светодиод VD_2 , индицируя появление сигнала на входе приемника.

С помощью переменного резистора R_{28} устанавливается порог срабатывания системы бесшумной настройки. При замыкании переключателя S система отключается.

Стабилизатор напряжения. В микросхеме **174ХА26** предусмотрены средства, обеспечивающие требуемый режим работы функциональных узлов по постоянному току и его стабилизацию при воздействии различных дестабилизирующих факторов. Принципиальная схема стабилизатора напряжения приведена на рис. 5. В стабилизаторе следует выделить три цепи. *Первая цепь*, составленная из резистора R_1 и транзисторных структур VT_1 — VT_3 , выполняющих функции стабилитронов, обслуживает преобразователь частоты (см. рис. 2). Напряжение $+E_1$ на выходе этой цепи поступает на базы входных транзисторов VT_1 , VT_{12} смесителя.

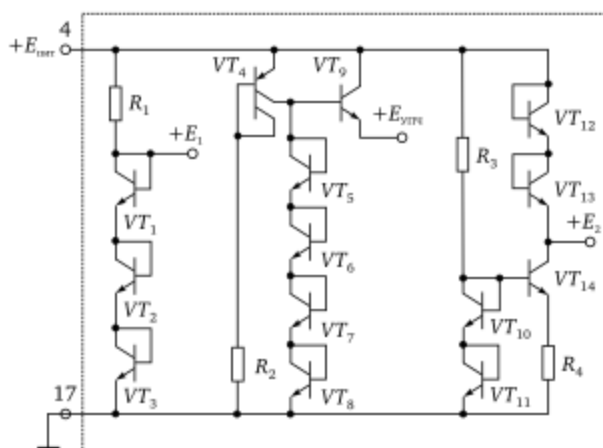


Рис. 5

Вторая цепь, содержащая двухколлекторный p - n - p -транзистор VT_4 , транзисторные структуры VT_5 — VT_8 в диодном включении и транзистор VT_9 , используется для стабилизации напряжения питания ($+E_{УПЧ}$) первых шести каскадов УПЧ (см. рис. 3). Соединение одного из коллекторов транзистора VT_4 с базой позволяет получить стабильное напряжение на другом коллекторе и с помощью транзистора VT_9 передать его на шину питания УПЧ.

Третья цепь, состоящая из резисторов R_3 и R_4 транзисторных структур VT_{10} — VT_{13} в диодном включении и транзистора VT_{14} , создает стабильное напряжение $+E_2$ для УНЧ2 (см. рис. 4).

3.9. Усилители низкой частоты на ИМС

Усилители на ИМС К174УН4 и К174УН8. Оба типа интегральных микросхем имеют одинаковые схемное решение и маркировку выводов. Электрические параметры микросхем приведены в табл. 1.

Таблица 1

Тип ИМС	F_{\min} — F_{\max} , кГц	K_U	ΔK_U , %	K_T , %	$R_{вх}$, кОм	$R_{н}$, Ом	$I_{п}$, мА	$P_{вых}$, Вт	КПД, %	$E_{пит}$, В	$I_{пот}$, мА
К174УН4А	0,03÷20	4÷40	±20	2	10	4	860	1	50	9	10
К174УН4Б	0,03÷20	4÷40	±20	2	10	4	860	0,7	35	9	10
К174УН8	0,03÷20	4÷40	±20	2	10	4	1000	2	50	12	15

Электрическая принципиальная схема для типового включения усилителя приведена на рис. 1. Входной каскад построен по дифференциальной схеме на транзисторах VT_3 , VT_4 . Каскад на транзисторе VT_6 служит для перехода без потери усиления входного каскада к следующему каскаду с однофазным входом на составном транзисторе (VT_9 , VT_{10}), включенном по схеме с ОЭ.

Входной сигнал на базу VT_9 поступает в фазе по двум каналам с одинаковым усилением:

- через двухкаскадный усилитель на транзисторах VT_3 , VT_6 , включенных по схеме ОЭ-ОБ;
- через трехкаскадный усилитель на транзисторах VT_3 , VT_4 , VT_6 , включенных по схеме ОК-ОБ-ОЭ.

Таким образом, полноценно используется усиление обоих плеч дифференциального каскада на транзисторах VT_3 , VT_4 .

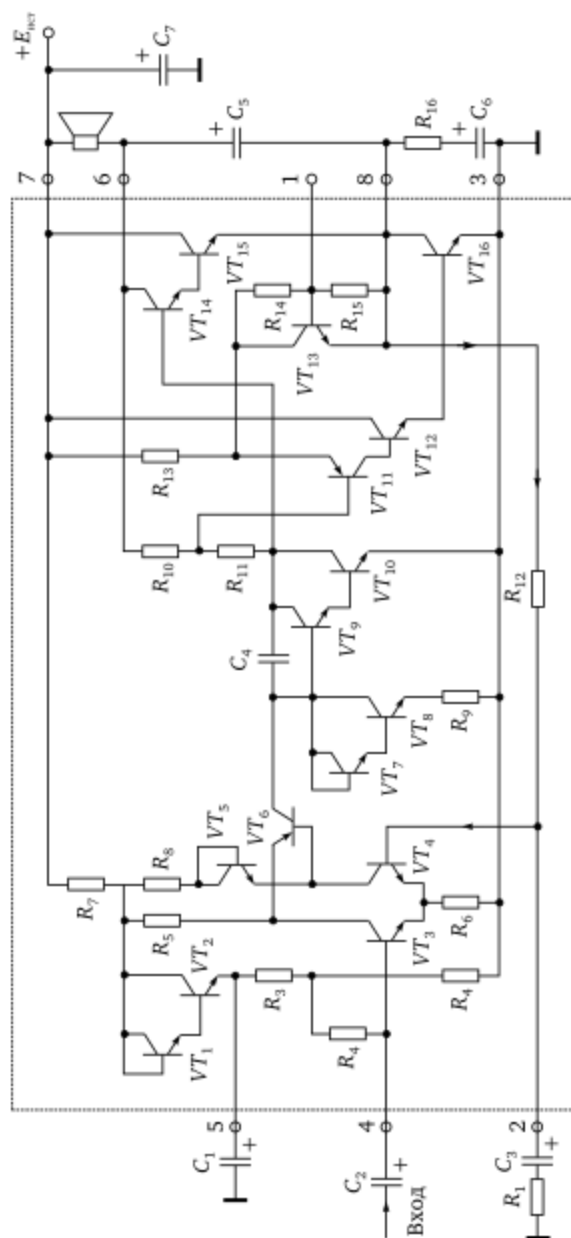


Рис. 1

Одно из плеч выходного двухтактного усилителя выполнено по схеме ОК(VT_{14})-ОК (VT_{15}) для усиления положительной полуволны сигнала, другое — по схеме ОЭ(VT_{11} p - n - p -типа)-ОК(VT_{12})-ОЭ(VT_{16}) для отрицательной полуволны. Напряжение сигнала поступает на базы входных транзисторов (VT_{14} , VT_{11}) указанных плеч с различных выводов одного из нагрузочных резисторов R_{11} усилительного каскада на составном транзисторе (VT_9 , VT_{10}). Выбором значения сопротивления R_{11} устанавливается порог отпирания транзисторов плеч выходного двухтактного усилителя, обеспечивающий минимальные нелинейные искажения.

Рассмотрим средства, обеспечивающие режим работы усилительных транзисторов по постоянному току и его стабилизацию. Для создания смещения на базе транзистора VT_3 используется цепь, составленная из следующих элементов: транзистора VT_1 в диодном включении, транзистора VT_2 , включенного по схеме с ОК, резисторов R_2 , R_3 , R_4 и конденсатора C_1 , выполняющего функции фильтра. Напряжение смещения на базу VT_4 подается с выхода усилителя (вывод 8 микросхемы) через резистор R_{12} , обеспечивающий глубокую отрицательную обратную связь (ОСС) для постоянного тока, в которой задействованы две цепи из инвертирующих усилителей ОК(VT_4)-ОБ(VT_3)-ОБ(VT_6)-ОЭ(VT_9 , VT_{10}) и ОЭ(VT_4)-ОЭ(VT_6)-ОЭ(VT_9 , VT_{10}), подключенных к входу двухтактного усилителя. Эта связь стабилизирует постоянное напряжение средней точки (вывод 8 микросхемы) двухтактного усилителя на уровне $E_{пит}/2$ и уменьшает нелинейные искажения, связанные со «ступенькой» в выходном сигнале. С помощью транзистора VT_7 в диодном включении, транзистора VT_8 , включенного по схеме с ОЭ, и резистора R_9 обеспечивается режим работы по постоянному току каскада с ОЭ на составном транзисторе (VT_9 , VT_{10}). В микросхемах предусмотрены средства (VT_{13} , R_{14} , R_{15}) для установки (путем подачи постоянного напряжения на вывод 1 микросхемы) и стабилизации тока покоя выходных транзисторов усилителя (на рис. 1 они не задействованы).

Резистор R_{12} совместно с внешними элементами R_1 , C_3 образует цепь ООС с делителем для напряжения сигнала, поступающего на базу транзистора VT_4 . Глубина ООС регулируется изменением сопротивления R_1 .

На вывод 6 «вольтодобавки» подаются:

- от источника питания $+E_{\text{пит}}$ через катушку динамика постоянное напряжение для питания коллекторных цепей транзисторов VT_{10} , VT_{14} ;

- с выхода усилителя (вывод 8 микросхемы) через конденсатор C_5 напряжение сигнала для создания положительной обратной связи, которая позволяет увеличить выходное напряжение при малых нелинейных искажениях (см. параграф 1.10).

В микросхемах имеется емкостный элемент C_4 для коррекции частотной характеристики усилителя (см. параграф 1.10).

Усилители на ИМС K174УН5. Микросхема позволяет построить УНЧ с параметрами, приведенными в табл. 2. Электрическая принципиальная схема для типового включения усилителя приведена на рис. 2.

Таблица 2

$F_{\min}—F_{\max}$, кГц	K_U	ΔK_U , %	K_{Γ} , %	$R_{\text{вх}}$, кОм	$R_{\text{н}}$, Ом	$I_{\text{н}}$, А	$P_{\text{вых}}$, Вт	$E_{\text{пит}}$, В	$I_{\text{пот}}$, мА
0,03÷20	80÷120	±20	1	10	4	1,45	2	12	30

Предварительный усилитель собран по схеме ОЭ(VD_1)-ОК(VT_3)-ОЭ(VT_7). Верхнее плечо двухтактного оконечного усилителя представляет собой трехкаскадный усилитель по схеме ОБ(VT_6)-ОК(VT_8)-ОК(VT_9), нижнее плечо — каскад по схеме с ОК на составном транзисторе p - n - p -типа (VT_{10} — VT_{12}). Между коллектором и базой VT_6 включен каскад с ОБ на транзисторе VT_5 , создавая цепь ООС. С помощью внешних резисторов R_9 — R_{11} и конденсатора C_6 в усилителе реализована замкнутая петля ООС, в которую входят четырехкаскадный инвертирующий ОК(VT_2)-ОБ(VT_1)-ОК(VT_3)-ОЭ(VT_7) и оконечный неинвертирующий усилитель. Обратная связь действует на постоянном и переменном токе. Глубину ООС можно регулировать путем изменения резисторов R_9 — R_{11} . Обратная связь стабилизирует постоянное напряжение средней точки (вывод 8 микросхемы) двухтактного усилителя на уровне $E_{\text{пит}}/2$ и уменьшает нелинейные искажения, связанные со «ступенькой» в выходном сигнале.

На вывод 8 «вольтодобавки» подаются

- от источника питания $+E_{\text{пит}}$ через катушку динамика постоянное напряжение для питания транзисторов VT_4 — VT_8 ;

- с выхода усилителя (вывод 2 микросхемы) через конденсатор C_5 напряжение сигнала для создания положительной обратной

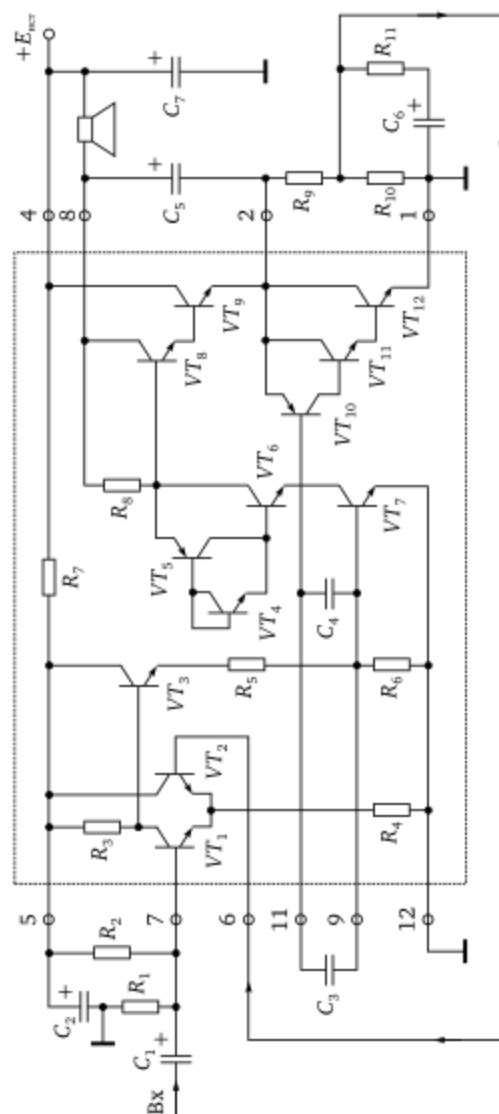


Рис. 2

ной связи, которая позволяет увеличить выходное напряжение при малых нелинейных искажениях.

В микросхеме имеются выводы (9, 11) для подключения внешних конденсаторов коррекции частотной характеристики усилителя. При этом конденсатор коррекции может быть также включен между выводами 2, 11 микросхемы [28].

Усилители на ИМС К174УН7. Микросхема позволяет построить УНЧ с параметрами, приведенными в табл. 3. Электрическая принципиальная схема для типового включения усилителя приведена на рис. 3.

Таблица 3

$F_{\min} - F_{\max}$, кГц	K_T , %	$R_{\text{вых}}$, кОм	$R_{\text{н}}$, Ом	$I_{\text{н}}$, А	$P_{\text{вых}}$, Вт	КПД, %	$E_{\text{пит}}$, В	$I_{\text{пот}}$, мА
0,04 ÷ 20	2	50	4	1,8	4,5	50	15	20

Предварительный усилитель собран по схеме ОЭ (на составном транзисторе $VT_1 - VT_2$ с динамической нагрузкой на транзисторе VT_3)-ОК(VT_7)-ОК(VT_8)-ОЭ (на VT_{10} , в коллекторной цепи которого включены транзистор VT_9 как динамическая нагрузка и термостабилизирующий диод VD_3). *Верхнее плечо двухтактного оконечного усилителя* представляет собой двухкаскадный усилитель по схеме ОК(VT_{14})-ОК(VT_{16}) для усиления положительной полуволны сигнала, *нижнее плечо* — двухкаскадный усилитель по схеме ОЭ(VT_{11} p-n-p-типа)-ОЭ(VT_{17}) для усиления отрицательной полуволны.

Рассмотрим средства, обеспечивающие режим работы транзисторов предварительного и оконечного усилителей по постоянному току и его стабилизацию. Основная цепь стабилизации режимов транзисторов предварительного усилителя составлена из диода VD_2 , резистора R_7 , транзистора VT_5 , резистора R_8 . Между коллектором и базой транзистора VT_5 включен усилительный каскад по схеме с ОК на транзисторе VT_4 , благодаря которому создается сильная отрицательная обратная связь, обеспечивающая постоянство напряжений на базах транзисторов $VT_3 - VT_{10}$. С помощью диода VD_1 осуществляется термостабилизация режимов токопитающих каскадов на транзисторах VT_9 , VT_{13} . Напряжение на базах транзисторов VT_{14} , VT_{11} оконечного каскада задается с помощью цепи $VT_9 - VD_3 - VT_{10} - R_{13}$, транзисторов VT_{16} , VT_{17} — соответственно с помощью цепей $VT_{14} - R_{16} - R_{17}$ и $VT_{12} - VT_{11} - R_{14}$.

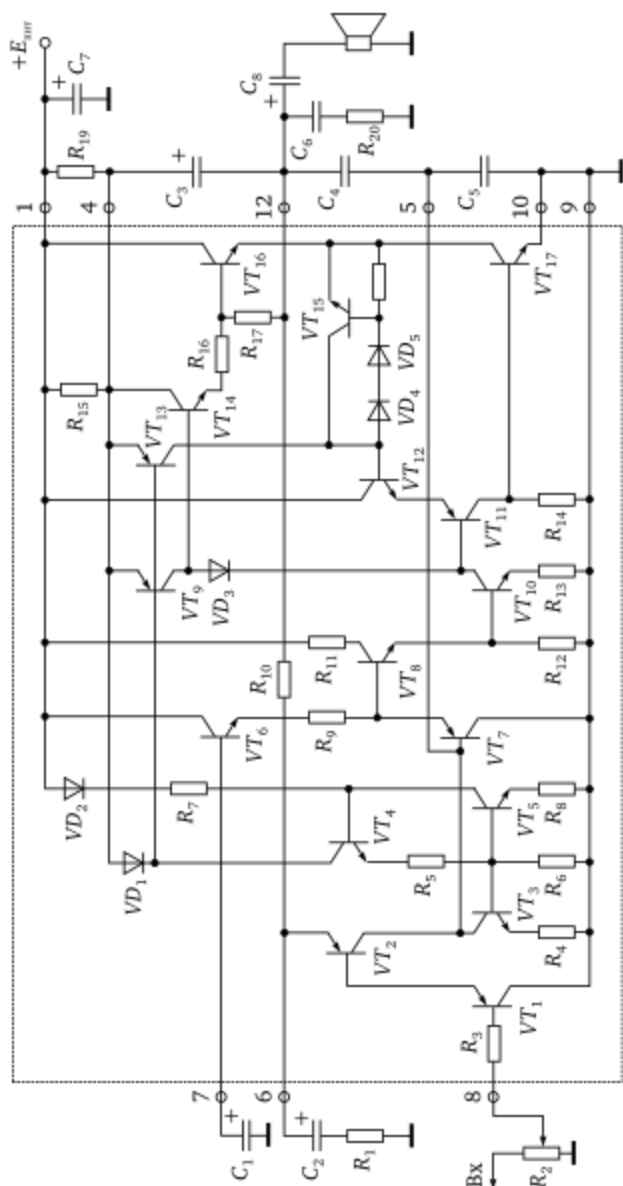


Рис. 3

Для стабилизации режима работы усилителя используются две цепи отрицательной обратной связи (ООС) по постоянному и переменному току: вывод 12- R_{10} - VT_2 (ОБ)- VT_7 (ОК)- VT_8 (ОК)- VT_{10} (ОЭ)- VT_{11} (ОЭ)- VT_{17} (ОЭ)-вывод 12 и вывод 12- VT_{15} (ОБ)- VT_{12} (ОК)- VT_{11} (ОБ)- VT_{17} (ОЭ)-вывод 12. Глубину ООС по переменному току в первой цепи обратной связи можно регулировать внешним резистором R_{11} , подключенным с помощью конденсатора C_1 к выводу 6 микросхемы.

На вывод 4 «вольтодобавки» подаются:

- от источника питания $+E_{\text{пит}}$ через внешний резистор R_{19} (и внутренний R_{15}) *постоянное напряжение* для питания коллекторных цепей транзисторов VT_4 , VT_9 , VT_{13} , VT_{14} ;
- с выхода усилителя (вывод 12 микросхемы) через конденсатор C_3 *напряжение сигнала* для создания положительной обратной связи: вывод 12- C_3 - VT_9 (ОБ)- VT_{14} (ОК)- VT_{16} (ОК)-вывод 12. Благодаря этой мере увеличивается выходное напряжение и уменьшаются нелинейные искажения (см. параграф 1.10).

Для коррекции частотной характеристики усилителя используется емкостный делитель напряжения, составленный из конденсаторов C_4 , C_5 . Средняя точка делителя через вывод 5 микросхемы подключена к базе транзистора VT_7 . Принципы коррекции подробно изложены в параграфе 1.10 и состоят в уменьшении полосы пропускания усилителя с помощью введения в усилитель дополнительного апериодического звена. К выводам 1 и 7 микросхемы подключены блокировочные электролитические конденсаторы C_7 и C_1 .

Аббревиатуры и принятые сокращения

А	— антенна
АД	— амплитудный детектор
АРУ	— автоматическая регулировка усиления
АПЧ	— автоматическая подстройка частота
АЧХ	— амплитудно-частотная характеристика
Г	— гетеродин
ГП	— генератор поиска
ГУЧ	— генератор с управляемой частотой
ГСТ	— генератор стабильного тока
Д	— детектор
ДК	— дифференциальный каскад
ЗГ	— задающий генератор
ИИ	— источник информации
ИМС	— интегральная микросхема
КПЕ	— конденсатор переменной емкости
КХ	— колебательная характеристика
ЛКР	— линия критического режима
М	— модулятор
ОК	— оконечный каскад
ОУ	— оконечный усилитель
ОС	— обратная связь
ООС	— отрицательная обратная связь
ПАС	— перемножитель аналоговых сигналов
ПИ	— приемник информации
ПИЭС	— преобразователь информации в электрический сигнал
ПУ	— предварительный усилитель
ПЧ	— преобразователь частоты
РЧ	— регулятор частоты
С	— смеситель
У	— усилитель
УВЧ	— усилитель высокой частоты
УНЧ	— усилитель низкой частоты

УПТ — усилитель постоянного тока
УПЧ — усилитель промежуточной частоты
ФВ — фазовращатель
ФД — фазовый детектор
ФПЧ — фильтр промежуточной частоты
ФСК — фазосдвигающий контур
ХОС — характеристика обратной связи
ЧД — частотный детектор

Библиографический список

1. Агаханян, Т. М. Интегральные микросхемы / Т. М. Агаханян. — М. : Энергатоиздат, 1983.
2. Алексенко, А. Г. Основы микросхемотехники / А. Г. Алексенко. — М. : Сов. радио, 1977.
3. Алексенко, А. Г. Микросхемотехника : учеб. пособие для вузов / А. Г. Алексенко, И. И. Шагурин ; под ред. И. П. Степаненко. — М. : Сов. радио, 1982.
4. Кудряшов, Б. П. Аналоговые интегральные микросхемы : справочник / Б. П. Кудряшов [и др.]. — М. : Радио и связь, 1981.
5. Атаев, Д. И. Аналоговые интегральные микросхемы для бытовой радиоаппаратуры : справочник / Д. И. Атаев, В. А. Болотников. — М. : Изд. МЭИ, 1992.
6. Булычев, А. Л. Аналоговые интегральные схемы : справочник / А. Л. Булычев, В. И. Галкин, В. А. Прохоренко. — Минск : Беларусь, 1993.
7. Войшвилло, Г. В. Усилительные устройства / Г. В. Войшвилло. — М. : Связь, 1983.
8. Гетман, В. П. Функциональные устройства на интегральных микросхемах дифференциального усилителя / В. П. Гетман [и др.] ; под ред. В. З. Найдерова. — М. : Сов. радио, 1977.
9. Джонс, М. Х. Электроника — практический курс / М. Х. Джонс. — М. : Постмаркет, 1999.
10. Каяцкас, А. А. Основы радиоэлектроники / А. А. Каяцкас. — М. : Выш. школа, 1988.
11. Мамонкин, И. Г. Усилительные устройства / И. Г. Мамонкин. — М. : Связь, 1977.
12. Мигулин, И. Н. Интегральные схемы в радиоэлектронных устройствах / И. Н. Мигулин, М. З. Чаповский. — Киев : Техшка, 1978.
13. Новаченко, И. В. Микросхемы для бытовой радиоаппаратуры : справочник / И. В. Новаченко [и др.]. — М. : Радио и связь, 1989.
14. Новаченко, И. В. Микросхемы для бытовой радиоаппаратуры. Дополнение третье : справочник / И. В. Новаченко [и др.]. — М. : Радио и связь, 1992.
15. Батушев, В. А. Микросхемы и их применение : справ. пособие / В. А. Батушев [и др.]. — М. : Радио и связь, 1983.

16. Музыка, З. Н. Чувствительность радиоприемных устройств на полупроводниковых приборах / З. Н. Музыка. — М. : Радио и связь, 1981.

17. Музыка, З. Н. Расчет высокочастотных каскадов радиоприемных устройств на транзисторах / З. Н. Музыка, В. Е. Пустоваров, Б. Г. Синицкий. — М. : Энергия, 1975.

18. Осадчий, Ю. Ф. Аналоговая и цифровая электроника (Полный курс) : учебник для вузов / Ю. Ф. Осадчий, О. П. Глудкин, А. И. Гуров. — М. : Горячая линия — Телеком, 1999.

19. Основы радиоэлектроники : учеб. пособие / Ю. И. Волощенко [и др.] ; под ред. Г. Д. Петрухина. — М. : Изд. МАИ, 1993.

20. Остапенко, Г. С. Усилительные устройства / Г. С. Остапенко. — М. : Радио и связь, 1989.

21. Проектирование радиоприемных устройств / С. М. Клич [и др.]. — М. : Сов. радио, 1976.

22. Радиоприемные устройства / В. Н. Банков [и др.] ; под ред. Л. Г. Барулина — М. : Радио и связь, 1984.

23. Радиоприемные устройства / И. Н. Амиантов [и др.] ; под ред. В. И. Сифорова. — М. : Сов. радио, 1974.

24. Степаненко, И. П. Основы микроэлектроники / И. П. Степаненко. — М. : Сов. радио, 1980.

25. Ушаков, В. Н. Электроника: от элементов до устройств / В. Н. Ушаков, О. В. Долженко. — М. : Радио и связь, 1993.

26. Хоровиц, П. Искусство схемотехники : в 3 т. / П. Хоровиц, У. Хилл ; пер. с англ. — М. : Мир, 1993.

27. Цыкин, Г. С. Усилительные устройства / Г. С. Цыкин — М. : Связь, 1971.

28. Шило, В. Л. Линейные интегральные схемы в радиоэлектронной аппаратуре / В. Л. Шило. — М. : Сов. радио, 1979.

29. Шкритек, П. Справочное руководство по звуковой схемотехнике / П. Шкритек ; пер. с нем. — М. : Мир, 1991.

Новые издания по дисциплине «Схемотехника» и смежным дисциплинам

1. *Борисенко, А. Л.* Схемотехника аналоговых электронных устройств. Функциональные узлы : учеб. пособие для вузов / А. Л. Борисенко. — М. : Издательство Юрайт, 2018.

2. *Миленина, С. А.* Электроника и схемотехника : учебник и практикум для академического бакалавриата / С. А. Миленина ; под ред. Н. К. Миленина. — 2-е изд., перераб. и доп. — М. : Издательство Юрайт, 2018.

3. *Миленина, С. А.* Электротехника, электроника и схемотехника : учебник и практикум для академического бакалавриата / С. А. Миленина, Н. К. Миленин ; под ред. Н. К. Миленина. — 2-е изд., перераб. и доп. — М. : Издательство Юрайт, 2018.

4. *Новожилов, О. П.* Электроника и схемотехника : в 2 ч. Часть 1 : учебник для академического бакалавриата / О. П. Новожилов. — М. : Издательство Юрайт, 2018.

5. *Новожилов, О. П.* Электроника и схемотехника : в 2 ч. Часть 2 : учебник для академического бакалавриата / О. П. Новожилов. — М. : Издательство Юрайт, 2018.

6. Основы конструирования и технологии производства радиоэлектронных средств. Интегральные схемы : учебник для бакалавриата и магистратуры / Ю. В. Гуляев [и др.] ; под ред. Ю. В. Гуляева. — М. : Издательство Юрайт, 2018.

7. *Трубочкина, Н. К.* Нанoeлектроника и схемотехника : в 2 ч. Часть 1 : учебник для академического бакалавриата / Н. К. Трубочкина. — 3-е изд., испр. и доп. — М. : Издательство Юрайт, 2018.

8. *Трубочкина, Н. К.* Нанoeлектроника и схемотехника : в 2 ч. Часть 2 : учебник для академического бакалавриата / Н. К. Трубочкина. — 3-е изд., испр. и доп. — М. : Издательство Юрайт, 2018.

9. *Шибеев, С. С.* Акустооптические процессоры. Алгоритмы и погрешности измерений : учеб. пособие для вузов / С. С. Шибеев, А. В. Помазанов, Б. Н. Вольфовский. — М. : Издательство Юрайт, 2018.

Наши книги можно приобрести:

Учебным заведениям и библиотекам:
в отделе по работе с вузами
тел.: (495) 744-00-12, e-mail: vuz@urait.ru

Частным лицам:
список магазинов смотрите на сайте urait.ru
в разделе «Частным лицам»

Магазинам и корпоративным клиентам:
в отделе продаж
тел.: (495) 744-00-12, e-mail: sales@urait.ru

Отзывы об издании присылайте в редакцию
e-mail: gred@urait.ru

**Новые издания и дополнительные материалы доступны
в электронной библиотеке Biblio-online.ru,
а также в мобильном приложении «Юрайт.Библиотека»**

Учебное издание

Новожилов Олег Петрович

СХЕМОТЕХНИКА РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ

Учебное пособие для академического бакалавриата

Формат 60×90^{1/16}.
Гарнитура «Charter». Печать цифровая.
Усл. печ. л. 16,00.

ООО «Издательство Юрайт»
111123, г. Москва, ул. Плеханова, д. 4а.
Тел.: (495) 744-00-12. E-mail: izdat@urait.ru, www.urait.ru