

**МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ
РЕСПУБЛИКИ КАЗАХСТАН**

**Казахский национальный исследовательский технический
университет
имени К. И. Сатпаева**

А. О. Касимов, Г. М. Байкенова

ЭЛЕКТРОНИКА И СХЕМОТЕХНИКА

**Учебное пособие для специальности 5В071900 – Радиотехника,
электроника и телекоммуникации**

**Рекомендовано Научно-методическим советом университета
в качестве учебного пособия**

Алматы 2016

УДК 621.38 (075.8)

ББК 32.85 я73

К 28

Рецензенты:

Якубова М. З., д-р техн. наук, проф. АУЭиС

Бахтиярова Е. А., канд. техн. наук, доц.,
декан КазАТК им. М. Тынышпаева

Ожикенов К. А., канд. техн. наук, доц.,
зав. каф. КазННТУ им. К.И. Сатпаева

Печатается по плану издания Министерства образования и науки Республики Казахстан на 2016 г.

Касимов А. О.

К 28 Электроника и схемотехника: Учеб. пособие / *А. О. Касимов, Г. М. Байкенова.* – Алматы: КазННТУ им. К. И. Сатпаева, 2016. – 210 с.
Ил. 114. Табл. 3. Библиогр. – 35 назв.

ISBN 978-601-228-939-8

В учебном пособии содержится систематическое изложение дисциплины «Электроника и схемотехника», рассматриваются краткие теоретические сведения о твердотельной электронике, характеристиках и параметрах полевых и биполярных транзисторов, схемы и методики расчета усилителей. Даны основы теории операционных усилителей и примеры их применения. Изложены принципы построения схем генераторов гармонических колебаний.

Предназначено бакалаврам, обучающимся по специальности 5В071900 – «Радиотехника, электроника и телекоммуникации», может быть полезно студентам вузов радиоэлектронного профиля и инженерам-проектировщикам средств и систем автоматики и промышленной электроники.

УДК 621.38 (075.8)

ББК 32.85 я73

ISBN 978-601-228-939-8

© Касимов А. О., Байкенова Г. М., 2016

© КазННТУ им. К. И. Сатпаева, 2016

ВВЕДЕНИЕ

Электроникой называют раздел науки и техники, занимающийся:

- исследованием физических явлений и разработкой приборов, действие которых основано на протекании электрического тока в твердом теле, вакууме или газе;
- изучением электрических свойств, характеристик и параметров названных приборов;
- практическим применением этих приборов в различных устройствах и системах.

Первое из указанных направлений составляет область физической электроники. Второе и третье направления составляют область технической электроники.

Схемотехника аналоговых устройств – это инженерное воплощение принципов электроники для практической реализации электронных схем, призванных выполнять конкретные функции генерирования, преобразования и хранения сигналов, несущих информацию в слаботочной электронике и функции преобразования энергии электрического тока в силовоточной электронике.

Исторически электроника явилась следствием возникновения и быстрого развития радиотехники. Радиотехнику определяют как область науки и техники, занимающуюся исследованиями, разработкой, изготовлением и применением устройств и систем, предназначенных для передачи информации по радиочастотным каналам связи.

У истоков радиотехники лежат научные открытия XIX века: работы М. Фарадея (англ.), выяснившего закономерности взаимодействия электрического и магнитных полей; Дж. Максвелла (англ.), обобщившего элементарные законы электромагнетизма и создавшего систему уравнений, описывающих электромагнитное поле. Дж. Максвелл теоретически предсказал новый вид электромагнитных явлений – электромагнитные волны, распространяющиеся в пространстве со скоростью света. Г. Герц (нем.) экспериментально подтвердил существование электромагнитных волн.

Первый радиоприемник был изобретен, сконструирован и успешно испытан в 1895 г. А. С. Поповым (рус.). Годом позже радиосвязь осуществил Г. Маркони (итал.), запатентовавший свое изобретение и ставший Нобелевским лауреатом в 1909 году. Простейший электронный прибор – вакуумный диод – был изобретен Т. Эдиссоном (амер.) в 1883 г., который вмонтировал металлический электрод в баллон электрической лампы накаливания и зарегистрировал ток одного направления во внешней цепи.

В 1904 г. Дж. Флемминг (англ.) впервые применил вакуумный диод в качестве детектора в радиоприемнике. Усилительный электровакуумный прибор – триод – был изобретен Луи де Форестом (амер.) в 1906 г. С тех пор в течение первой четверти XX столетия в ряде научных лабораторий многих стран мира происходило медленное созревание технологий электровакуумных приборов. В России это направление возглавил руководитель Нижегородской лаборатории М.А. Бонч-Бруевич. Уже в 1922 г. сотрудники этой лаборатории построили в Москве первую в мире радиовещательную станцию им. Коминтерна мощностью 12 кВт. К 1927 г. было построено 57 таких станций.

В 1925 г. была создана генераторная лампа мощностью 100 кВт. В 1933 г. в России вступила в строй мощнейшая в мире (500 кВт) радиостанция. Первый телевизионный передатчик (мощностью 15 кВт) введен в строй в Москве в 1948 г. А. И. Берг в 1927–1929 гг. создал классическую теорию передатчиков. В. А. Котельниковым в период с 1933 по 1946 гг. доказана теорема квантования по времени, заложившая основу цифровых методов обработки сигналов, показана возможность радиосвязи на одной боковой полосе и опубликована теория потенциальной помехоустойчивости. Период с 1920 по 1955 гг. был эрой ламповой электроники.

Первый полупроводниковый триод – транзистор – создан в 1948 г. Дж. Бардиным и У. Браттейном (амер.). С 1955 г. начинается эра полупроводниковой электроники. Первые интегральные схемы появились в 1960-е годы. Первый микропроцессор датируется 1971 г.

В 1998 г. транзистор отметил свой полувековой юбилей – в последний июньский день 1948 г. американская фирма «Bell

telephon laboratoris» продемонстрировала общественности только что изобретенный электронный прибор, о котором на завтра «Нью-Йорк Таймс» сообщила буднично и без пафоса: «Рабочие элементы прибора состоят из двух тонких проволочек, прижатых к кусочку полупроводникового вещества... Вещество усиливает ток, подводимый к нему по одной проволочке, а другая проволочка отводит усиленный ток. Прибор под названием «транзистор» в некоторых случаях можно использовать вместо электронных ламп».

Честь открытия транзисторного эффекта, за которое в 1956 г. была присуждена Нобелевская премия по физике, принадлежит У. Шокли, Дж. Бардину, У. Браттейну. Характерно, что все трое были блистательными физиками, целенаправленно шедшими к этому открытию. Шокли, руководитель группы исследователей, еще в предвоенные годы читал лекции по квантовой теории полупроводников и подготовил фундаментальную монографию, которая надолго стала настольной книгой для специалистов в этой области.

Высочайшая квалификация Бардина как физика-теоретика подтверждена не только изобретением транзистора и предсказанием ряда эффектов в поведении полупроводников, но и тем, что позднее, в 1972 г., совместно с двумя другими исследователями он был повторно удостоен Нобелевской премии – теперь за создание теории сверхпроводимости. Браттейн, самый старший в группе, к моменту изобретения транзистора имел за плечами пятнадцатилетний опыт исследования поверхностных свойств полупроводников.

Изложенные в данном учебном пособии принципы построения и анализа полупроводниковых приборов, схем усилительных устройств составляют содержание дисциплины «Электроника и схемотехника». В работе используются приближенные эквивалентные схемы и методы анализа, позволяющие получить простые и наглядные соотношения для описания свойств изучаемых устройств и выбора их элементов. Уточненный анализ аналоговых устройств может быть выполнен, например, путем компьютерного моделирования с помощью пакетов Electronics Workbench и Multisim.

1. ФИЗИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ В ПОЛУПРОВОДНИКАХ

1.1. Электропроводность полупроводников

По способности проводить электрический ток все твердотельные материалы принято делить на проводники, полупроводники и диэлектрики, или изоляторы. К группе проводников относят материалы с проводимостью $\sigma > 10^6 \text{ Ом}^{-1}\text{см}^{-1}$, к ним относятся металлы, в которых высокая проводимость обеспечивается высокой концентрацией электронов проводимости.

Напротив, в диэлектриках, как правило, при комнатной температуре электронов очень мало, их проводимость, в основном носит ионный характер, поэтому она мала $\sigma < 10^{-10} \text{ Ом}^{-1}\text{см}^{-1}$. В промежуточную группу попадают полупроводники, которые в зависимости от их состава и концентрации примесей могут иметь концентрацию электронов близкую к нулю (тогда они являются изоляторами) и близкую к концентрации электронов в металле (тогда они являются проводниками).

Возможность изменять в широких пределах электропроводность не только технологическими методами, но и используя внешние воздействия, позволила создать на основе полупроводников твердотельные электронные приборы [1]. Именно изучение этих приборов и используемых в них методов управления электронными потоками и составляет основное содержание данного курса.

Металлы и полупроводники, помимо величины электропроводности, отличаются также зависимостью электропроводности от температуры. В металлах электропроводность с температурой, как правило, падает почти по линейному закону:

$$\sigma(T) = \sigma(T_0)[1 - \alpha(T - T_0)], \quad (1.1)$$

где T и T_0 – температуры измерения ($T > T_0$), α – температурный коэффициент.

В полупроводниках, в которых отсутствуют дефекты и примеси (их принято называть собственными) с ростом температуры проводимость растет примерно по

экспоненциальному закону:

$$\sigma(T) \approx \sigma_0 e^{-\frac{\Delta E}{kT}}, \quad (1.2)$$

где σ_0 – некоторая слабо изменяющаяся величина (часто ее температурной зависимостью пренебрегают), ΔE – энергия температурной активации проводимости (ее принято измерять в эВ), k – постоянная Больцмана (8.614210^{-5} эВ·К⁻¹), T – абсолютная температура (в градусах К).

Если прологарифмировать (1.2), то получим:

$$\ln[\sigma(T)] \approx \sigma_0 - \frac{\Delta E}{kT} = \sigma_0 - \frac{\Delta E}{k} \frac{1}{T}. \quad (1.3)$$

Из (1.3) видно – логарифм проводимости линейно зависит от $1/T$, причем наклон прямой линии определяется величиной ΔE , поэтому для полупроводников графики электропроводности очень удобно строить, откладывая по вертикальной оси проводимость в логарифмическом масштабе, а по горизонтальной оси (рис. 1.1) – величину пропорциональную обратной температуре (для удобства используют масштабный множитель 1000).

На следующем рисунке показана зависимость электропроводности собственного кремния от температуры при освещении его солнечным светом, подтверждающая сильное влияние внешних воздействий на свойства полупроводников.

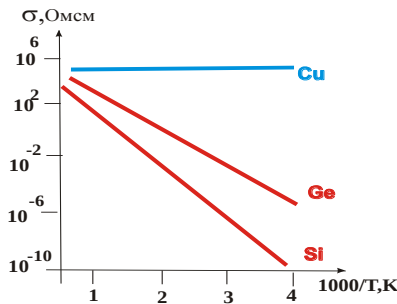


Рис. 1.1. Зависимость электропроводности нелегированных материалов от температуры

1.2. Энергетические зоны. Свободные носители зарядов: электроны и дырки

Известно, что первичными и единственными носителями заряда являются электроны и протоны. В вакууме и газах они могут быть свободными, в твердых телах и жидкостях электроны и протоны связаны с атомами и их заряды нейтрализуют друг друга.

Полупроводниковые кристаллы образуются из атомов, расположенных в определенном порядке. Естественно возникает вопрос, если в атоме электроны связаны с ядром, то откуда в состоящем из атомов кристалле берутся свободные заряды, способные перемещаться по кристаллу создавая электрический ток.

Действительно, если представить атом как изолированный шарик, то тело, полученное из миллиардов уложенных в правильном порядке шариков все равно останется изолятором, поскольку частицы, способные переносить заряд, в нем не появятся. Для того, чтобы объяснить как в металлах и полупроводниках появляются свободные электроны необходимо использовать закономерности микромира. Впервые эти закономерности были использованы Бором для объяснения электронной структуры атома. Работы Бора стимулировали развитие исследований по квантовой механике, которая в настоящее время используется для объяснения поведения электронов в атомах, молекулах и твердых телах.

Согласно современным представлениям, атомы состоят из положительно заряженных ядер, вокруг которых распложены заполненные электронами оболочки. При этом каждому электрону соответствует строго определенный уровень, на котором не может находиться более двух электронов с разными значениями *спина* (как заряд и масса спин есть свойство электрона), характеризующего вращение электрона. В магнитном поле этот уровень расщепляется на два близко расположенных уровня.

Согласно законам квантовой механики, электроны могут находиться только в строго определенных энергетических состояниях. Изменение энергии электрона возможно при

поглощении или испускании кванта электромагнитного излучения с энергией, равной разности значений энергий на начальном и конечном уровне [1].

Поэтому оптические спектры поглощения (или излучения) атомов, соответствующие электронным переходам на свободные дискретные уровни, также должны быть дискретны, что и наблюдается в экспериментах (рис. 1.2.)

Электронные оболочки принято обозначать буквами и числами (N). Число N называют главным квантовым. Отсчет его значения осуществляется от уровня ближайшей к ядру ($N = 1, 2, 3, 4$ и т. д.) оболочки и имеет соответствующие буквенные обозначения: K, L, M, N.

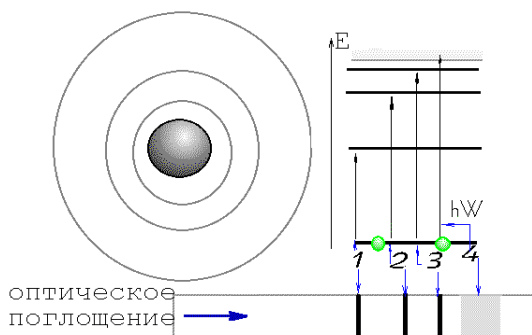


Рис. 1.2. Энергетический спектр электронов в атоме (модель Бора) и ожидаемый спектр поглощения

На каждой оболочке может находиться несколько электронов, причем каждому из них соответствует свой энергетический уровень, со своим пространственным распределением заряда, который часто называют *орбиталью*. Энергетические уровни электронов (орбитали) внутри оболочки (с одним числом N) принято обозначать буквами: s (нижний уровень), p, d, f и т. д. Причем, чем выше энергия оболочки (больше N), тем большее число электронов может на ней находиться, или, другими словами, ей соответствует большее число орбиталей.

Так, первой оболочке соответствует один уровень – орбиталь 1s, т. е. на этой оболочке могут находиться только два

электрона с разными *спинами*. Соответственно, конфигурацию с одной оболочкой имеют только два атома – водорода и гелия.

Второй оболочке соответствуют три уровня: одна орбиталь 2s и три орбитали 2p, т. е. в этой оболочке могут находиться шесть электронов.

Третьей оболочке соответствуют девять уровней: одна орбиталь 3s, три орбитали 3p, пять орбиталей 3d, т. е. в этой оболочке могут находиться до 18 электронов.

При увеличении числа электронов в атоме заполнение оболочек происходит по определенным правилам:

- первыми заполняются низшие по энергии орбитали;
- на любой орбитали может находиться не более двух электронов с противоположными значениями *спина* (*принцип запрета Паули*);
- заполнение орбиталей одной оболочки начинается одиночными электронами с параллельными спинами, пары начинают образовываться только после того, как каждая орбиталь имеет по одному электрону (*правило Гунда*).

Именно на основе правил заполнения оболочек построена Периодическая таблица элементов Д. И. Менделеева. Один ряд таблицы соответствует элементам, в которых происходит заполнение внешней (валентной) оболочки, переход от одной ячейки к другой в пределах ряда соответствует добавлению одного электрона.

При сближении двух атомов, например водорода, их орбитали начинают перекрываться, и возможно возникновение связи между ними. Существует правило, согласно которому число орбиталей у молекулы равно сумме чисел орбиталей у атомов. Взаимодействие атомов приводит к тому, что уровни у молекулы расщепляются, при этом, чем меньше расстояние между атомами, тем сильнее расщепление.

На рис. 1.3. показана схема расщепления уровней для пяти атомов при уменьшении расстояния между ними. Как видно из графиков при образовании между атомами связей валентные электроны формируют разрешенные для электронов зоны, причем число состояний в этих зонах тем больше, чем больше взаимодействующих атомов. В кристаллах число атомов более 10^{22} см⁻³, примерно столько же уровней в зонах. При этом расстояние между уровнями становится чрезвычайно малым.

Это позволяет считать, что энергия в разрешенной зоне изменяется непрерывно. Тогда электрон, попавший в незанятую зону, можно рассматривать как классический, считая, что под действием электрического поля он набирает энергию непрерывно, а не квантами, т. е. ведет себя как классическая частица.

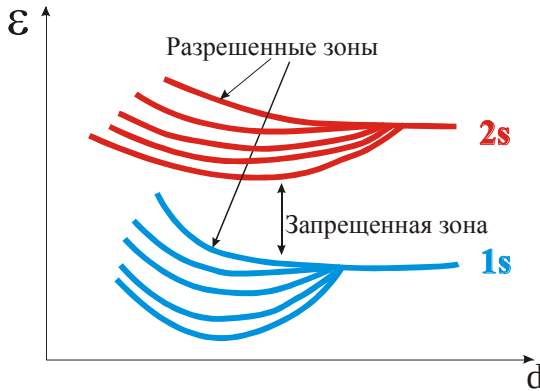


Рис. 1.3. Энергетическое расщепление 1s и 2s уровней для пяти атомов в зависимости от расстояния между ними

При формировании кристаллов образуемые валентными электронами зоны могут быть частично заполненными, свободными или полностью заполненными электронами. При этом, если между заполненными и свободными состояниями отсутствует запрещенная зона, материал является проводником, если существует небольшая запрещенная зона, это полупроводник, если запрещенная зона большая, и электроны за счет тепловой энергии в нее не попадают, — изолятор. Рис. 1.7. иллюстрирует возможные конфигурации зон.

Для проводников разрешенная зона частично заполнена электронами, поэтому даже при приложении внешнего напряжения они способны набирать энергию и перемещаться по кристаллу. Такая структура зон характерна для металлов. Уровень F , разделяющий заполненную и незаполненную электронами часть зоны, называют *уровень Ферми*. Формально его определяют как уровень, вероятность заполнения которого электронами равна $1/2$.

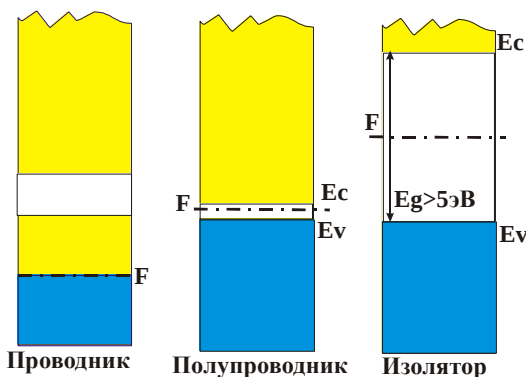


Рис. 1.4. Возможная структура энергетических зон, создаваемых валентными электронами в кристаллах

Для полупроводников и диэлектриков структура зон такова, что нижняя разрешенная зона полностью заполнена валентными электронами, поэтому ее называют валентной. Потолок валентной зоны обозначают E_v . В ней электроны не могут перемещаться под действием поля (и, соответственно, набирать энергию), поскольку все энергетические уровни заняты, а, согласно принципу Паули, электрон не может переходить с занятого состояния на занятое. Поэтому в полностью заполненной валентной зоне электроны не участвуют в создании электропроводности.

Верхняя зона в полупроводниках и диэлектриках в отсутствие внешнего возбуждения свободна от электронов, и если каким-либо образом туда забросить электрон, то под действием электрического поля он может создавать электропроводность, поэтому эту зону называют *зоной проводимости*.

Дно зоны проводимости принято обозначать E_c . Между зоной проводимости и валентной зоной находится запрещенная зона E_g , в которой, согласно законам квантовой механики, электроны находиться не могут (подобно тому, как электроны в атоме не могут иметь энергии, не соответствующие энергиям электронных оболочек). Для ширины запрещенной зоны можно записать:

$$E_g = E_c - E_v. \quad (1.4)$$

В полупроводниках, в отличие от изоляторов, ширина запрещенной зоны меньше. Это сказывается в том, что при нагреве материала в зону проводимости полупроводника попадает за счет тепловой энергии значительно больше электронов, чем в зону проводимости изолятора, и проводимость полупроводника может быть на несколько порядков выше, чем проводимость изолятора, однако граница между полупроводником и изолятором условна.

Поскольку в отсутствие внешнего возбуждения валентная зона полностью заполнена (вероятность нахождения электрона на $E_v = 1$), зона проводимости полностью свободна (вероятность нахождения электрона на $E_c = 0$), то формально уровень Ферми с вероятностью заполнения $1/2$ должен был бы находиться в запрещенной зоне. Расчеты показывают, что действительно в беспримесных бездефектных полупроводниках и диэлектриках (их принято называть «собственными») он лежит вблизи середины запрещенной зоны. Однако электроны там находиться не могут, поскольку там нет разрешенных энергетических уровней.

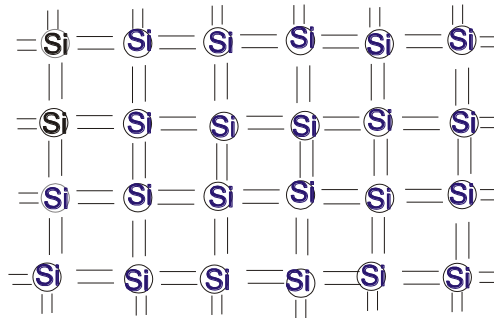


Рис. 1.5. Схематическое представление бездефектного кристалла кремния

Основные элементарные полупроводники относятся к четвертой группе таблицы Менделеева, они имеют на внешней оболочке 4 электрона. Соответственно, эти электроны находятся в s (1 электрон) и p (3 электрона). При образовании кристалла внешние электроны взаимодействуют и образуется полностью заполненная оболочка с восемью электронами (рис. 1.6).

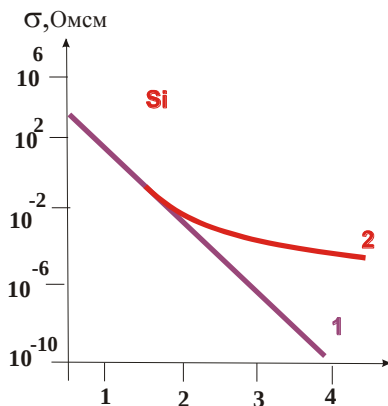


Рис. 1.6. Влияние освещения на температурную зависимость электропроводности:

1 – зависимость, измеренная в темное время суток; 2 – на свету

Элементы четвертой групп используют четыре электрона, находящихся в s и p-орбиталях, но в разных электронных оболочках (N изменяется от 2 – для C до 6 – для Pb). При взаимодействии образуется гибридная sp^3 -орбиталь (в ее образовании участвует одна s-орбиталь и 3p-орбитали). Эта орбиталь (рис. 1.7.) состоит из гибридизированных четырех орбиталей, каждая из которых с учетом спина может принять четыре электрона, и таким образом образуется заполненная внешняя оболочка с восемью электронами. При этом атом может образовывать химические связи с четырьмя соседями, т. е. является четырежды координированными. Все связи эквивалентны и образуют тетраэдрическую решетку (*тетраэдр – фигура с четырьмя одинаковыми поверхностями*).



Рис. 1.7. Образование гибридной sp^3 -орбитали и, соответственно, тетраэдрической структуры кристалла (типа алмаз)

Тетраэдрическая структура свойственна кристаллам алмаза. Такие известные полупроводники, как Si и Ge, имеют структуру типа алмаза, поскольку у них внешние электроны находятся на sp^3 -орбиталях.

Изменение электропроводности может быть связано изменением концентрации носителей заряда и их скорости. Как показали эксперименты, в большинстве случаев в полупроводниках основным фактором является изменение концентрации носителей заряда. Особенно сильно концентрация носителей заряда зависит от концентрации введенной примеси (*степени легирования*). Измеренная на образцах кремния, легированных примесью фосфора или бора (рис. 1.3), зависимость удельного сопротивления кремния $\rho = 1/\sigma$ от концентрации примеси [2].

На рис. 1.8 показан кристалл, в котором каким либо внешним возбуждением, например квантом света с $h\nu > E_g$ один из электронов переброшен в зону проводимости (стал свободным), т. е. у одного из атомов была разорвана одна из валентных связей. Тогда в кристалле помимо не связанного с атомом электрона возник положительно заряженный ион. Способность под действием поля перемещаться самого иона очень мала, поэтому ее учитывать не следует. Поскольку в кристалле атомы расположены близко друг от друга, к этому иону может притянуться электрон от соседнего атома. В этом случае положительная дырка возникает у соседнего атома, откуда ушел валентный электрон, и т. д. Для совершенного, не имеющего примесей и дефектов, кристалла концентрация электронов будет равна концентрации дырок. Это собственная концентрация носителей заряда $n_i = p_i$, значок i означает концентрацию носителей для собственного полупроводника (intrinsic –собственный). Для произведения концентраций электронов и дырок можно записать:

$$np = n_i^2. \quad (1.5)$$

Следует отметить, то это соотношение выполняется не только для полупроводников с собственной проводимостью, но и для легированных кристаллов, в которых концентрация электронов не равна концентрации дырок.

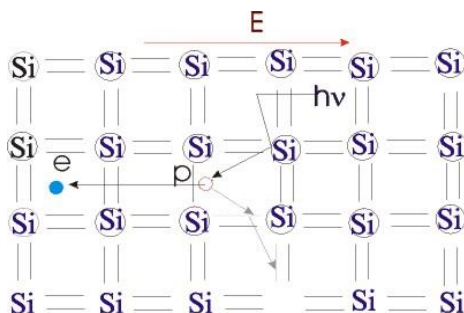


Рис. 1.8. Схематическое изображение возникновения электрона и дырки при поглощении света

Каждый электрон, находящийся в валентной связи, характеризуется своим уровнем. Все уровни валентных электронов расположены очень близко и образуют валентную зону, поэтому перемещение дырки можно рассматривать как непрерывный процесс, аналогичный движению классической свободной частицы.

В зоне проводимости энергетические уровни также расположены очень близко, зависимость энергии от импульса можно считать непрерывной и, соответственно, движение электрона можно в первом приближении рассматривать как движение классической свободной частицы. Таким образом, разгоняемый («разогреваемый») электрическим полем электрон в твердом теле на энергетической диаграмме (рис. 1.9.) перемещается от дна зоны проводимости к ее потолку.

Аналогично дырка, разогреваемая полем, перемещается от потолка валентной зоны к ее дну (для нее отсчет энергии идет относительно электрона в другую сторону). Поведение электрона и дырки, как квазиклассических частиц нарушается в тот момент, когда они достигают высокоэнергетической границы энергетической зоны. Для свободного классического электрона таких границ нет и теоретически его можно разгонять вплоть до скорости света.

Электрон, достигший в твердом теле потолка зоны проводимости, должен упруго от нее отразиться и пойти в обратном направлении. Достигнув дна зоны проводимости, он отражается от него и идет вверх и т. д. Таким образом, если бы

удавалось разогреть электронный (или дырочный) газ в твердом теле до энергий порядка ширины запрещенной зоны, то должны были бы возникнуть мощные высокочастотные колебания.

Однако осуществить такой разогрев не удастся, поскольку горячие носители начинают взаимодействовать с решеткой, отдавая ей часть своей энергии, поэтому как для электронов, так и для дырок существует некоторое предельное значение скорости (насыщение скорости в электрическом поле) близкое к тепловой скорости электронов в твердом теле (106–107 см/с).

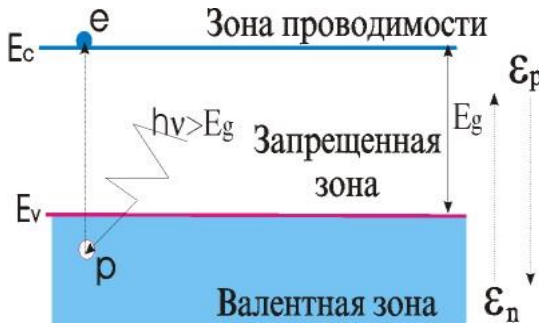


Рис. 1.9. Энергетическая диаграмма: возникновение электрона и дырки в совершенном кристалле

Таким образом, в качестве носителей заряда в любой среде могут выступать способные перемещаться под действием электрического поля электроны – n, дырки – p, положительно и отрицательно заряженные ионы – i_p и i_n . Для концентрации заряда в единице объема можно записать:

$$N = n + p + i_n + i_p. \quad (1.6)$$

Если $(i_n + i_p) \gg (n + p)$, то это материалы с ионной проводимостью, что типично для диэлектриков.

Если $(n + p) \gg (i_n + i_p)$, то это материалы с электронной проводимостью, что типично для полупроводников и металлов.

В области высоких температур, там, где доминируют межзонные переходы, и собственная концентрация носителей больше примесной – $n_i \gg n\text{-}p$, полупроводник ведет себя как собственный (область I).

В области низких температур (область III), там, где примесь не ионизована, уровень Ферми должен находиться выше донорного уровня (вероятность заполнения электронами больше $1/2$). По мере того, как температура повышается, доноры отдают электроны в зону проводимости и постепенно полностью ионизируются (область II). Область II принято называть областью истощения примеси, поскольку все атомы доноров отдали свои электроны, а концентрация собственных электронов все еще очень мала. Концентрация электронов в этой области остается постоянной и примерно равной концентрации примесных атомов.

Именно эта температурная область и является основной областью работы значительной части полупроводниковых диодов и, поскольку в области II концентрация носителей изменяется незначительно, то в электропроводности (кривая В) становится заметен вклад подвижности, что приводит к некоторому падению электропроводности с ростом температуры (что, вообще говоря, не характерно для полупроводников) в некотором интервале температур за счет доминирования рассеяния на колебаниях решетки. Затем с повышением температуры имеет место переход к собственной проводимости, концентрация электронов и электропроводность начинают возрастать экспоненциально с температурой.

Подводя итоги, можем сделать вывод, что в соответствии с рассмотренной моделью основными внешними факторами, влияющими на электропроводность в рамках рассмотренных моделей являются: ширина запрещенной зоны, концентрация и тип примесей, глубина залегания примесных уровней.

В табл. 1.1 приведены параметры, характеризующие: кристаллы основных полупроводников с собственной проводимостью; работу выхода (*расстояние от уровня Ферми в собственном полупроводнике до нулевого уровня в вакууме*); сродство к электрону (*расстояние от уровня Ферми в собственном полупроводнике до нулевого уровня в вакууме*) [3] .

Таблица 1.1
Параметры полупроводниковых материалов

Параметр, обозначение, единица измерения	Si	Ge	GaAs
Ширина запрещенной зоны, E_g , эВ при $T = 0K$	1,17	0,74	1,52
Ширина запрещенной зоны, E_g , эВ при $T = 300K$	1,11	0,66	1,43
Температурный коэффициент $\varepsilon = dE/dT \cdot 10^4$, эВК	-2,8	-3,7	-5,0
Работа выхода электронов, Φ , эВ, при $T=300K$	4,8	4,4	4,7
Сродство к электрону, χ , эВ, при $T=300K$	4,05	4,0	4,07
Подвижность электронов μ_n , $cm^2/(Vs)$, при $T=300K$	1350	3800	8600
Подвижность дырок μ_p , $cm^2/(Vs)$, при $T=300K$	480	1820	400
Собственная концентрация носителей заряда n_i , cm^{-3} при $T=300K$	1,61010	2,51013	1,1017
Диэлектрическая проницаемость, ε , при $T=300K$	11,7	16,3	12
Температура плавления ТК	1420	937	1238
Коэффициент линейного расширения 10-6, К-1	2,54	5,82	5,82
Удельная теплоемкость Дж/(кг К), при $T = 300K$	406	310	
Удельная теплопроводность Вт/(мК)	150	60	58
Плотность ρ , г/см ³	2,33	5,32	5,4

Таблица 1.2
Свойства примесей, используемых
для легирования полупроводниковых кристаллов

	Примесь*									
	B		In		Al		P		Sb	
	Е, эВ	Тип	Е, эВ	Тип	Е, эВ	Тип	Е, эВ	Тип	Е, эВ	Тип
Si	0,045	A	0,155	A	0,068	A	0,045	Д	0,043	Д
Ge	0,011	A	0,120	A	0,011	A	0,013	Д	0,010	Д
	Примесь*									
	Se		Pb		Mg		Zn		Mn	
	Е, эВ	Тип	Е, эВ	Тип	Е, эВ	Тип	Е, эВ	Тип	Е, эВ	Тип
Ga As	0,058	Д	0,058	Д	0,029	A	0,031	A	0,113	A

Сравнение свойств Si и Ge действительно подтверждает общие свойства, следующее из положения элементарного полупроводника в таблице Д. И. Менделеева: чем выше стоит элемент в столбце таблицы элементов, тем больше у него ширина запрещенной зоны.

Из табл. 1.2, где приведены характеристики некоторых примесей, используемых при легировании этих материалов, следует, что для данных легирующих примесей энергия активации меньше тепловой энергии при $T=300\text{K}$. Это означает, что при комнатной температуре практически все эти примеси ионизованы.

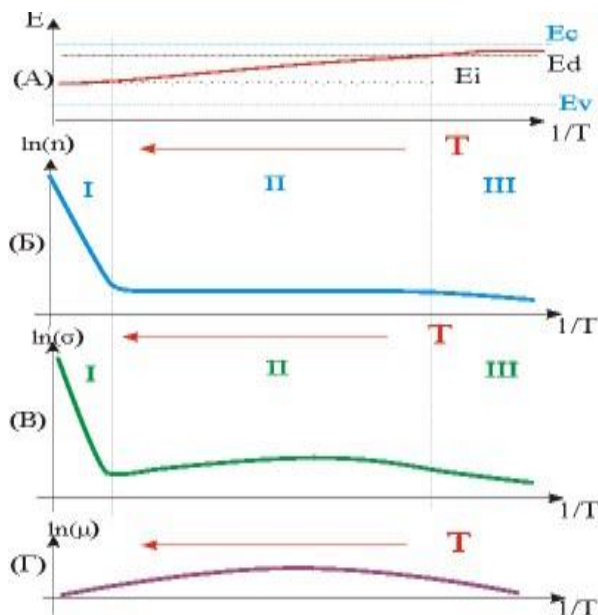


Рис. 1.10. Диаграммы изменения с температурой положения уровня: Ферми (А), концентрации носителей заряда (Б), проводимости (В), подвижности (Γ)

На рис. 1.10 показано изменение с температурой основных параметров, используемых при расчете проводимости легированного кристалла: положения уровня Ферми (А), концентрации носителей заряда (Б), проводимости (В) и

эффективной подвижности (Γ) в зависимости от обратной температуры.

Диффузионный и дрейфовый токи. Диффузия (от лат. diffusio – распространение, растекание, рассеивание) – неравновесный процесс, вызываемый тепловым движением частиц, приводящий к установлению равновесия и выравниванию концентраций (при постоянстве температуры и отсутствии внешних сил). Если частицы заряжены, то их диффузионное перемещение приводит к появлению диффузионных токов.

Диффузионный поток направлен из области высокой концентрации в область низкой концентрации. Свободные носители заряжены. Следовательно, любое их перемещение, в том числе и диффузионное, приводит к появлению электрических токов, которые так и будем называть диффузионными.

Схема на рис. 1.11 иллюстрирует возникновение диффузионных токов электронов и дырок. Следует обратить внимание, что потоки электронов и дырок на схеме направлены в одну сторону, а токи – дырочный и электронный – в разные стороны. Направление дырочного тока совпадает с направлением потока, электронного тока – противоположно направлению потока, поэтому токи компенсируют друг друга, уменьшая общий диффузионный ток.

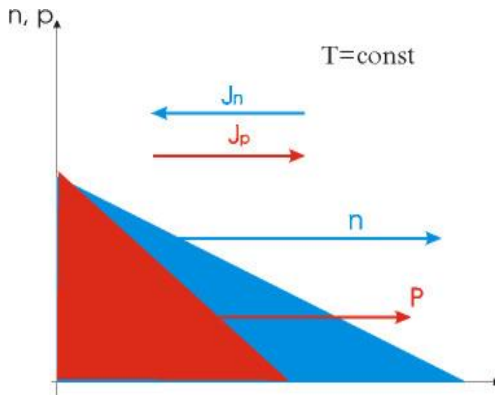


Рис. 1.11. Схема, иллюстрирующая возникновение диффузионных токов электронов и дырок

Скорость диффузии (диффузионный поток) пропорциональна градиенту концентрации, поэтому для диффузионных токов можно записать:

$$J_{\text{диф}} = J_{n \text{ диф}} + J_{p \text{ диф}} = qD_n \nabla n - qD_p \nabla p, \quad (1.7)$$

где D_n и D_p , соответственно, коэффициенты диффузии электронов и дырок. Коэффициенты диффузии носителей заряда связаны с их подвижностью соотношением Эйнштейна:

$$\begin{aligned} D_n &= \frac{kT}{q} \mu_n. \\ D_p &= \frac{kT}{q} \mu_p. \end{aligned} \quad (1.8)$$

Коэффициент диффузии тем выше, чем выше подвижность носителей заряда.

Токи, возникающие во внешних полях, принято называть дрейфовыми, поскольку внешнее поле, не прекращая хаотического теплового движения носителей заряда, заставляет их смещаться (дрейфовать) в направлении, которое зависит от знака носителя и направления внешнего поля. К дрейфовым токам можно отнести и рассмотренные ранее токи проводимости токи (их иногда называют омическими), используя (1.6) для них можно записать:

$$J_{\text{омич}} = \sigma E = (\sigma_n + \sigma_p) E = q(\mu_n n + \mu_p p) E. \quad (1.9)$$

Таким образом, процессы, определяющие перенос зарядов в полупроводниках будут определяться четырьмя токами: дрейфовыми токами электронов и дырок, возникающими при наличии электрического поля, и диффузионными токами электронов и дырок, возникающими в том случае, когда существует градиент концентрации носителей заряда.

2. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ

2.1. Полупроводниковые диоды с электронно-дырочным переходом (р-п-переходом)

Простейшим полупроводниковым прибором является диод, представляющий полупроводниковый кристалл с электронно-дырочным р-п- переходом. На рис. 2.1. приведены обозначение диода, его конструкция и диаграмма распределения примеси. Вблизи контактов, как правило, концентрация примеси и, соответственно, основных носителей заряда повышена. Это сделано для того, чтобы снизить сопротивление между металлическим контактом и полупроводниковой областью. Основным элементом диода является электронно-дырочный переход (р-п-переход) [4].

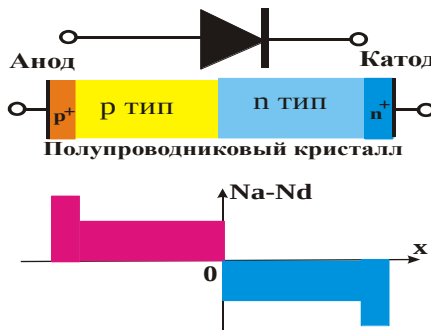


Рис. 2.1. Полупроводниковый диод с р-п-переходом: обозначение, конструкция, распределение примеси

Электронно-дырочный переход – основной элемент не только диодов, но и других биполярных приборов, поскольку именно электронно-дырочный переход позволяет управлять потоками носителей заряда в биполярных приборах. Электронно-дырочный переход создают в кристалле изменением типа проводимости путем введения, соответственно, акцепторной и донорной примеси.

Схемы создания способов р-п-перехода: сплавной, диффузионной и эпитаксиально-диффузионной технологий представлены на рис. 2.2.

При *сплавной технологии* электронно-дырочный переход образуется (рис. 2.2 а) на границе раздела исходного кристалла и рекристаллизованной полупроводниковой области, в которую происходило вплавление.

На рис. 2.2 б показан способ изготовления р-п-перехода *диффузией* акцепторной примеси в кристалл п-типа.

Особенность технологии (рис. 2.2 в) состоит в том, что диффузия осуществляется в кристалл с полупроводниковой пленкой п-типа, выращенной на кристалле п + типа специальной *эпитаксиально-диффузионной* технологией, позволяющей сохранить структуру кристалла в пленке.

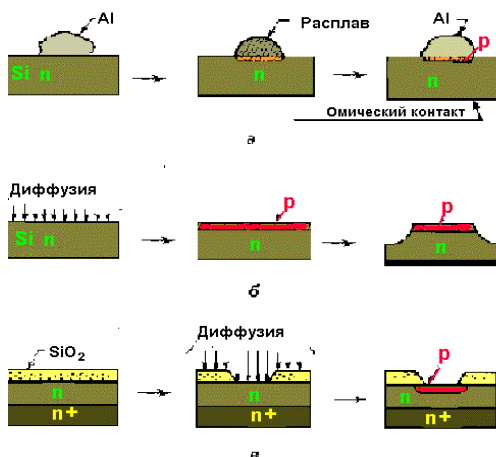


Рис. 2.2. Схемы изготовления р-п-перехода различными технологическими способами

Особенность электрических характеристик диода заключается в том, что он обладает низким сопротивлением при одной полярности приложенного к нему напряжения (плюс на аноде – прямое включение) и высоким сопротивлением при другой полярности (минус на аноде – обратное включение). Это свойство диода обеспечило ему широкое применение в выпрямителях – схемах преобразования переменного напряжения в постоянное.

На рис. 2.3 показана вольт-амперная характеристика полупроводникового диода средней мощности – зависимость $I(U)$,

кривая 1. Здесь же приведена характеристика «идеального» ключа, который пропускает ток при положительном напряжении и не пропускает при отрицательном.

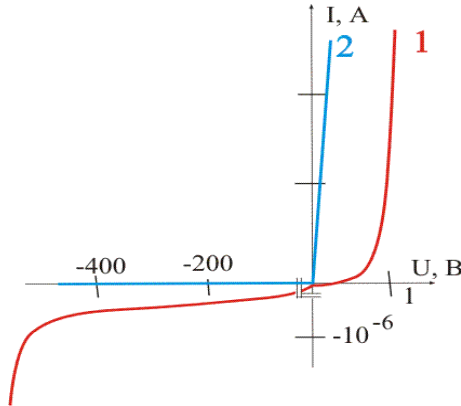


Рис. 2.3. Вольт-амперные характеристики полупроводникового диода (1) и идеального выпрямителя (2)

Как видно из сравнения графиков, свойства полупроводникового диода близки к свойствам идеального выпрямителя, поскольку для него ток в прямом направлении может быть в миллионы раз больше тока в обратном направлении. Основные недостатки полупроводникового диода: при прямом смещении — наличие области малых токов на начальном участке («пятка») и конечного сопротивления толщи (r_s) при обратном смещении — наличие пробоя и небольшого (однако сильно возрастающего с температурой) обратного тока (прямая и обратная ветви вольт-амперной характеристики представлены на рис. 2.3 в разном масштабе).

Рассмотрим (рис. 2.4) работу диода на активную нагрузку. Соответственно схеме (рис. 2.4 а) ток через диод описывается его вольт-амперной характеристикой $I_{\text{диод}} = f(U_{\text{диод}})$. Ток через нагрузочное сопротивление будет равен току через диод $I_{\text{диод}} = I_{\text{нагр}} = I$, поскольку соединение последовательное, и для него справедливо соотношение $I_{\text{нагр}} = (U(t) - U_{\text{диод}})/R_{\text{н}}$. Линии, описывающие функциональные зависимости: ВАХ-диода и нагрузочную характеристику, показаны на рис. 2.4 б, в.

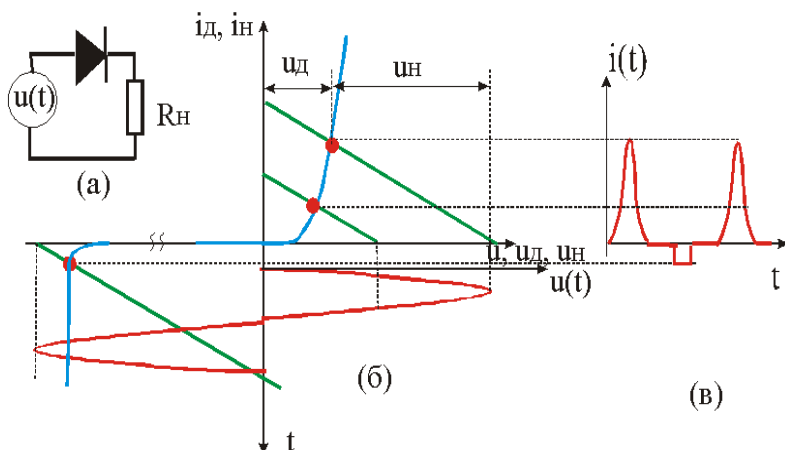


Рис. 2.4. Диаграмма, поясняющая работу диода на активную нагрузку

Как видно из рисунка, чем круче характеристика диода и меньше зона малых токов («пятка»), тем лучше выпрямительные свойства диода.

Заход рабочей точки в предпробойную область приводит не только к выделению в диоде большой мощности и возможному его разрушению, но и к потере выпрямительных свойств.

При электротехническом анализе схем с диодами отдельные ветви вольт-амперной характеристики (ВАХ) показывают как прямые линии, что позволяет представить диод в виде различных эквивалентных схем (рис. 2.5).

Выбор той или иной схемы замещения диода определяется конкретными условиями анализа и расчета устройства, в котором он применяется.

Выпрямительные свойства полупроводникового диода обусловлены асимметрией электрических свойств его основного элемента р-п-перехода [5].

Диоды с р-п-переходом относят к биполярным приборам, поскольку в процессах переноса заряда через контактную область участвуют как электроны, так и дырки.

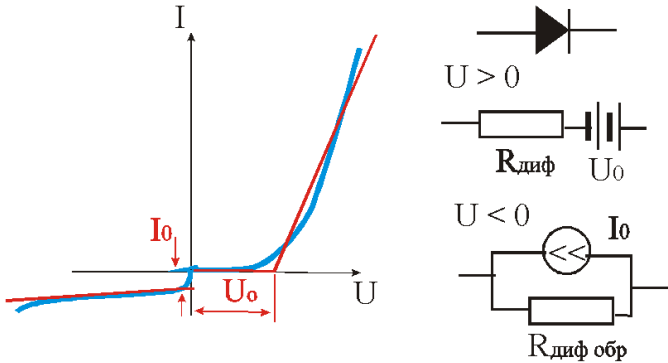


Рис. 2.5. Эквивалентные схемы диода при прямом и обратном включении

Рассмотрим основные явления, которые приводят к возникновению на границе между p и n -областями потенциального барьера (запирающего слоя), определяющего нелинейность вольт-амперной характеристики (ВАХ) диода.

2.2. Пробой p - n -перехода

При увеличении напряжения на p - n -переходе при достижении некоторого напряжения U проб начинается резкое возрастание тока, приводящее к пробое p - n -перехода. Существует несколько физических механизмов пробоя p - n -перехода.

Лавинный пробой. В высоком электрическом поле неосновной носитель заряда на длине свободного пробега может набрать энергию достаточную для того, чтобы при соударении с решеткой создавать электронно-дырочную пару. Вновь образованные носители, разгоняясь в электрическом поле, сами принимают участие в дальнейшем образовании электронно-дырочных пар. Процесс нарастания числа носителей со временем носит лавинный характер, поэтому этот тип пробоя и называют лавинным.

Лавинный пробой характеризуют коэффициентом лавинного умножения, для которого справедливо следующее соотношение:

$$M = \frac{J}{J_{обр}} \approx \frac{1}{1 - \left(\frac{U}{U_{проб}}\right)^n}, \quad (2.1)$$

где J – обратный ток до умножения (равный сумме токов – насыщения и генерационного), n – коэффициент, который может иметь значения от 2 до 6, и зависит от материала и профиля легирования р-п-перехода. Напряжение лавинного пробоя зависит от степени легирования р и n-областей. Так, для резкого р⁺п-перехода (р⁺ означает сильное легирование р-области) зависимость напряжения пробоя от степени легирования n-области имеет вид:

$$U_{проб} \approx 60 \left(\frac{E_g}{1.1}\right)^{3/2} \left(\frac{N}{10^{16}}\right)^{-3/4} [B], \quad (2.2)$$

где E_g – ширина запрещенной зоны в эВ, N – концентрация примеси в слаболегированной области, см⁻³.

Соответствующая зависимость напряжения от степени легирования при резком несимметричном переходе для р-п-переходов, изготовленных из разных материалов, показана на рис. 2.6.

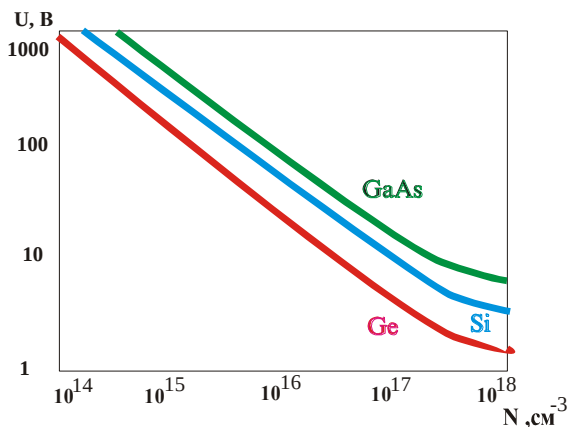


Рис. 2.6. Зависимость напряжения лавинного пробоя от концентрации примеси для несимметричного ступенчатого перехода

Туннельный пробой. Если р и п области сильно легированы, то ширина ОПЗ становится малой, и за счет туннельного эффекта для электронов из валентной зоны появляется конечная вероятность проникнуть в зону проводимости, преодолев барьер, который возникает в сильном электрическом поле.

Для туннельного пробоя характерно, что электроны после преодоления барьера не изменяют величину своей энергии, и, следовательно, в момент достижения этого эффекта электрическое поле должно быть настолько сильным, чтобы обеспечить наклон зон, при котором заполненные электронами уровни валентной зоны окажутся напротив незаполненных энергетических уровней разрешенной зоны (рис. 2.7). *(Пунктиром показан потенциальный барьер, который должен преодолеть один из электронов).*

Поскольку туннельный механизм перехода носителей имеет место только при малой ширине ОПЗ, то для этого типа пробоя характерны невысокие пробивные напряжения. К отличительным особенностям туннельного пробоя следует отнести также сравнительно слабую зависимость от температуры его напряжения.

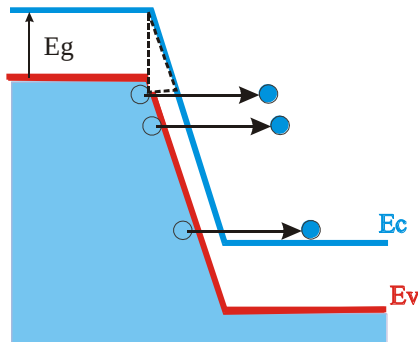


Рис 2.7. Энергетическая диаграмма, поясняющая возникновение свободных носителей заряда при туннельном переходе

Тепловой пробой. При увеличении обратного напряжения возрастает и мощность, рассеиваемая в переходе в виде тепла,

поэтому для р-п-переходов со сравнительно высокими обратными токами возможен разогрев р-п-перехода, что, в свою очередь, вызовет увеличение обратного тока. Возрастание обратного тока приведет к дополнительному выделению тепла и, соответственно, дополнительному разогреву, а это явится причиной дальнейшего увеличения обратного тока. Таким образом, в р-п-переходе возникает положительная обратная связь, которая обуславливает тепловую неустойчивость – тепловой пробой.

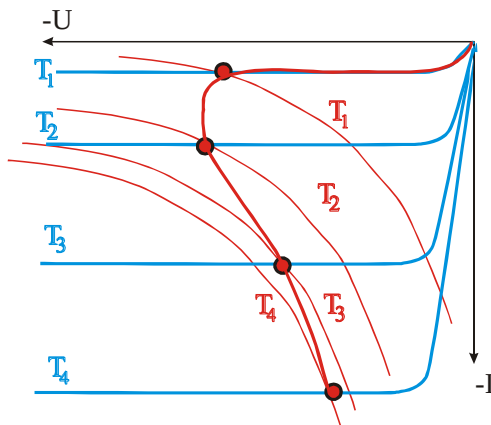


Рис. 2.8. Диаграмма, поясняющая формирование обратной ветви вольт-амперной характеристики рп-перехода при тепловом пробое

Предположим, что мы снимаем ВАХ р-п-перехода (при определенной температуре), поддерживая постоянным значение выделяющейся в переходе мощности $P = UI = \text{const}$. На рис. 2.8 показаны линии, соответствующие различной температуре обратных токов, и гиперболические кривые постоянства выделяемой мощности, определяющей температуру перехода. Соединив точки пересечения кривых, отображающих одинаковую температуру, получим обратную ветвь характеристики р-п-перехода в случае его теплового пробоя.

Как видно из рис. 2.8, при тепловом пробое на обратной характеристике р-п-перехода возникает участок с отрицательным дифференциальным сопротивлением. На этом участке имеет место возрастание тока при уменьшении

напряжения (неустойчивость тока). Если не принять специальных мер для ограничения тока, диод выходит из строя.

Предпосылкой возникновения теплового пробоя служат большие значения обратного тока, поэтому легче всего этот тип пробоя возникает в приборах, изготовленных на основе материалов с небольшой шириной запрещенной зоны. Так, например, в высоковольтных германиевых диодах он может иметь место уже при комнатных температурах. В диодах на основе Si и Ga As – при высоких температурах, когда значения обратных токов становятся большими.

2.3. Силовые диоды

Силовые выпрямительные диоды, как правило, работают в блоках, обеспечивающих энергопитание электротехнических устройств, поэтому они должны быть мощными, обладать высоким КПД преобразования переменного тока в постоянный, не изменять свои параметры в процессе работы. Их конструкция должна предусматривать хороший теплоотвод.

Поскольку на выпрямительных диодах рассеивается значительная мощность, они разогреваются, что приводит к ухудшению их выпрямительных свойств, и, если температура р-п-перехода превысит определенное значение, диод может выйти из строя, что, в свою очередь, может сопровождаться выходом из строя всего силового блока [6].

Для характеристики воздействия температуры на р-п-переход вводят специальный параметр – тепловое сопротивление. Именно благодаря тепловому сопротивлению полупроводниковых приборов можно определить, как выделяющаяся в полупроводниковом приборе мощность влияет на его разогрев. Измеряется тепловое R_t -сопротивление в [о/Вт]:

$$R_t = \frac{T_{п} - T_{ос}}{\Delta P},$$

где $T_{п}$ – температура р-п-перехода, $T_{ос}$ – температура окружающей среды.

Величина R_t зависит от конструкции прибора, в частности от способа крепления кристалла, конструкции корпуса.

Чем более массивны кристаллодержатель и сам корпус, тем меньше тепловое сопротивление прибора. Конструкции двух корпусов с указанием их теплового сопротивления на рис. 2.9.

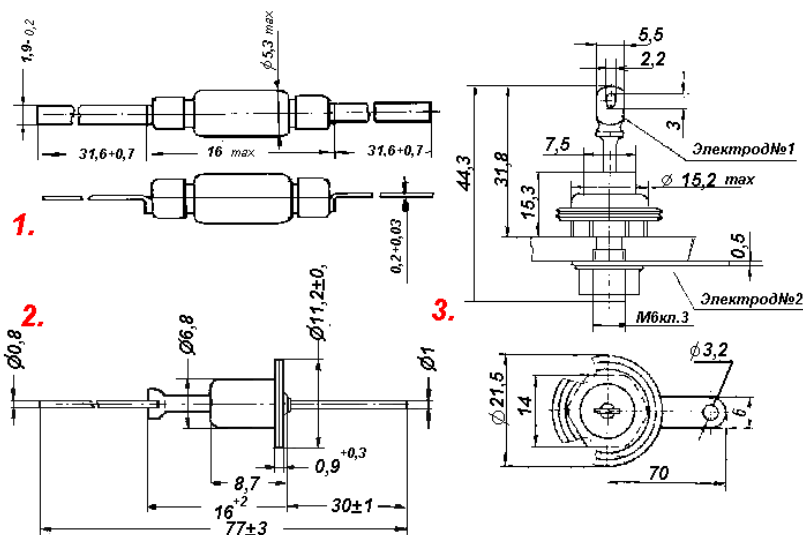


Рис. 2.9. Примеры конструкций диодов с различным сопротивлением:

1, 2 – малой мощности, $R_m = (100-200) ^\circ Bm$,

3 – средней мощности, $R_m = 1-10 ^\circ Bm$.

2.4. Стабилитроны

Стабилитроны – полупроводниковые приборы на основе диодов с р-п-переходами, предназначенные для работы в качестве источников опорного напряжения в различных электронных схемах [7].

Для стабилизации напряжения в стабилитроне используется участок ВАХ диода, на котором изменение тока сопровождается небольшими изменениями напряжения. Чаще всего это участок обратимого пробоя на обратной ветви диода, соответственно, р-п-переход в этом случае включается в обратном направлении (рис. 2.10 а).

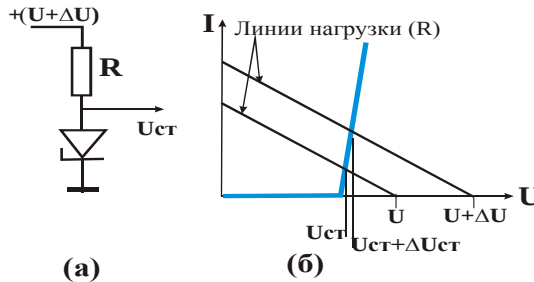


Рис. 2.10. Диаграммы, поясняющие работу стабилизатора:
(а) включение стабилизатора; (б) ВАХ стабилизатора и задание его режима с помощью сопротивления R

Два встречно включенных стабилизатора могут использоваться как ограничители напряжения, которые позволяют защитить входные цепи различных устройств от перегрузок.

В случаях, когда требуется получить небольшие опорные напряжения, для стабилизации напряжения может быть использован участок прямой ВАХ диода.

К основным характеристическим параметрам стабилизатора относят параметры качества стабилизации напряжения в заданном диапазоне токов:

- дифференциальное сопротивление $R_d = \Delta U_{ст} / \Delta I$ (Ом);
- температурный коэффициент напряжения (%) относительно напряжения стабилизации $U_{ст}$, который показывает изменение (с температурой) напряжения стабилизации $TKH = \Delta U_{ст} / (\Delta T U_{ст})$ %. (Обычно TKH не превышает сотых долей процента).

2.5. Полупроводниковые управляемые емкости (варикапы)

В качестве варикапов используются специально сконструированные диоды, в которых емкость должна обладать высокой добротностью в заданном диапазоне частот, стабильностью во времени и, по возможности, мало изменяться с температурой. В варикапах р-п-переход включается в обратном направлении, т. е. используется его барьерная емкость [8].

Полупроводниковые управляемые емкости – варикапы (от *англ.* vary – изменяться и *saracitance* – емкость) нашли широкое распространение в самых различных радиотехнических, телевизионных и специальных схемах для автоматической настройки контуров.

На рис. 2.11 показаны эквивалентные схемы варикапа, где R – дифференциальное сопротивление включенного в обратном направлении рп-перехода, C – емкость р-п-перехода, r_s – толщи полупроводникового материала и контактов к р и n-областям.

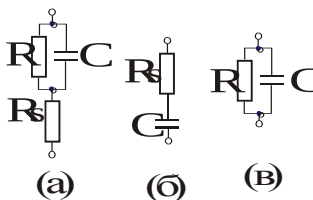


Рис. 2.11. Эквивалентные схемы варикапа

Все параметры эквивалентной схемы измеряются в заданной рабочей точке, в которой они должны быть оптимальными с точки зрения добротности варикапа.

Рассчитаем импеданс (*комплексное, полное сопротивление переменному току электрической цепи*) и добротность варикапа, используя эквивалентную схему рис. 2.11 а.

Импеданс:

$$\dot{Z} = r_s + \frac{R \frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{r_s R^2 \omega^2 C^2 + r_s + R - j\omega C R^2}{r_s R^2 C^2 + 1}. \quad (2.3)$$

Важнейшим параметром, определяющим качество полупроводниковой емкости, является ее добротность Q . Чем ниже активные потери в емкости, тем выше добротность. Используя (2.3) получим:

$$Q = \frac{\text{Im} \dot{Z}}{\text{Re} \dot{Z}} = \frac{\omega C R^2}{r_s R^2 \omega^2 C^2 + r_s + R}. \quad (2.4)$$

Поскольку сопротивление перехода R в полупроводниковой емкости всегда много больше r_s в (2.4), величиной r_s можно пренебречь, тогда:

$$Q = \frac{\omega CR}{r_s R \omega^2 C^2 + 1}. \quad (2.5)$$

Зависимость добротности от частоты (рис. 2.12), рассчитана по (2.5), при $R=10^7$ Ом, $r_s = 10$ Ом и $C=10$ пф для кривой 1 и $C=30$ пф для кривой 2. Эти кривые показывают, насколько критично значение добротности по отношению к режиму варикапа (максимальная добротность должна соответствовать рабочей частоте) и как при изменении смещения на варикапе будет изменяться не только его емкость, но и добротность.

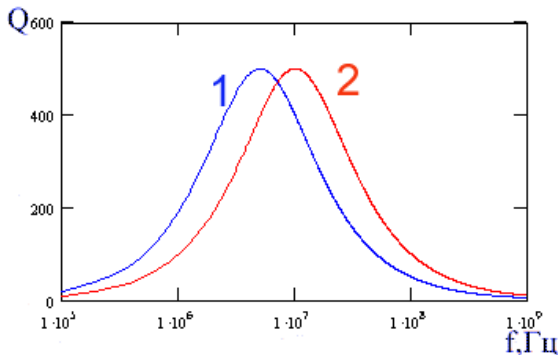


Рис. 2.12. Зависимость добротности варикапа от рабочей частоты

2.6. Туннельные диоды

Если р и п-области диода сильно легированы (до вырождения), ширина барьерного слоя становится очень узкой, и электроны могут туннелировать через него. Для изготовления туннельных диодов используют р-п-переход, в котором р и п области легированы до вырождения, т. е. уровень Ферми как в р, так и в п-области попадает в соответствующую зону. На рис. 2.13 показаны вольт-амперные характеристики туннельных

диодов (справа) – *обращенных*, у которых ВАХ при малых обратных смещениях значительно выше (инверсия выпрямления), чем при прямых смещениях. (Пунктиром обозначены ВАХ соответствующих диодов в случае, если бы туннельный механизм отсутствовал).

Энергетические диаграммы, соответствующие различным точкам на ВАХ туннельного диода рис. 2.13, показаны на рис. 2.14. Стрелками обозначены направления туннелирующих электронов (точки 2 и 3) и надбарьерный переход электронов и дырок (точка 5).

Поскольку при обратном смещении барьер узкий (точка 2 на рис. 2.12 и 2.13), электроны получают возможность туннелировать из валентной зоны непосредственно в зону проводимости, создавая значительный ток.

Наличие вырождения приводит к тому, что при прямом смещении электроны из зоны проводимости получают возможность туннелировать на свободные места у потолка валентной зоны р области (точка 2 на рис. 2.12 и 2.13).

При дальнейшем увеличении прямого смещения (точка 4 на рис. 2.13) энергия дна зоны проводимости в материале n типа соответствует энергиям запрещенной зоны в материале p типа (см. энергетическую диаграмму для точки 4 на рис. 2.14), и, поскольку переход на эти уровни запрещен, туннельный ток падает до нуля.

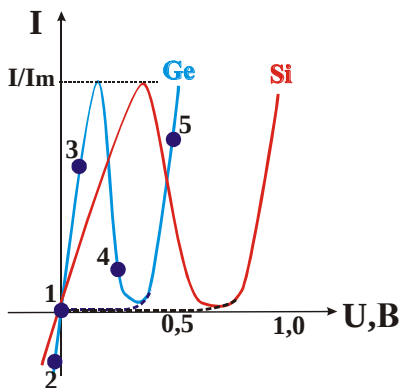


Рис. 2.13. Вольт-амперные характеристики туннельных диодов

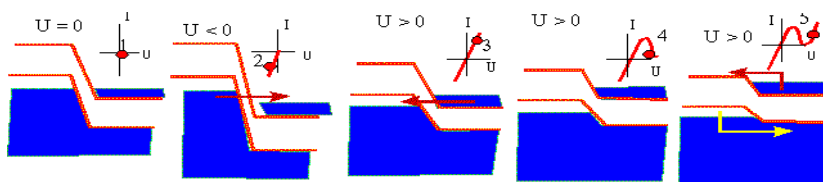


Рис. 2.14. Энергетические диаграммы, поясняющие работу туннельного диода

Увеличение прямого смещения приводит к уменьшению высоты потенциального барьера и, соответственно, возрастанию надбарьерных токов (точка 5 на рис. 2.13 и 2.14), как это имеет место в обычных диодах с р-п-переходом, смещенным в прямом направлении [8].

Наличие на ВАХ туннельного диода участка с отрицательным дифференциальным сопротивлением (ток уменьшается при росте напряжения) позволяет на его основе создавать усилительные и генераторные схемы.

3. БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

3.1. Принцип работы

Биполярный транзистор (рис. 3.1) – это трехэлектродный полупроводниковый прибор с двумя расположенными на близком расстоянии параллельными рп-переходами. Он состоит из трех основных областей: эмиттерной, базовой и коллекторной. К каждой из областей имеется омический контакт.

Чтобы транзистор обладал усилительными свойствами, толщина базовой области должна быть меньше диффузионной длины неосновных носителей заряда, т. е. большая часть носителей инжектированных эмиттером не должна рекомбинировать по пути к коллектору.

Как видно из рис. 3.1, между р и п-областями возникает базовая область пространственного заряда, причем электрические поля в эмиттерном и коллекторном переходе направлены так, что базовая область создает энергетический барьер:

в р-п-р-транзисторе для дырок – в эмиттерной р-области;

в п-р-п-транзисторе для электронов – в эмиттерной п-области.

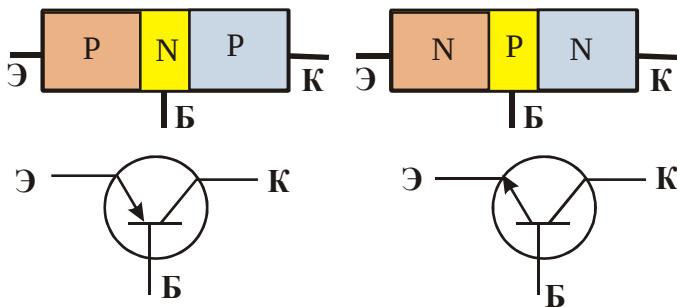


Рис. 3.1. Структура р-п-р и п-р-п биполярных транзисторов

При отсутствии внешнего смещения потоки носителей заряда через переходы скомпенсированы, и токи через

электроды транзистора отсутствуют. Чтобы транзистор работал в режиме усиления входного сигнала, эмиттерный переход смещают в прямом направлении, коллекторный – в обратном (рис. 3.2).

Приложенное к эмиттерному переходу смещение уменьшает потенциальный барьер – из эмиттера в базу инжектируются дырки (в р-п-р-транзисторе) или электроны (в п-р-п-транзисторе). Между базой и коллектором барьера нет, поэтому все инжектированные, дошедшие до коллектора носители заряда, проходя через коллекторный переход, создают коллекторный ток.

Поскольку коллекторный переход расположен близко от эмиттерного, основная часть инжектированных эмиттером носителей достигает коллектора, таким образом, инжекционный ток эмиттера примерно равен току коллектора. При этом мощность, затраченная на создание тока во входной (эмиттерной) цепи, меньше мощности, которая выделяется в выходной (коллекторной) цепи, т. е. имеет место усиление мощности.

Таким образом, входной сигнал, изменяя высоту потенциального барьера, модулирует поток неосновных носителей, создающих коллекторный ток, и, соответственно, образует усиленный (за счет энергии коллекторной батареи) сигнал в выходной цепи.

На рис. 3.3 приведены энергетические диаграммы для р-п-р и п-р-п-транзисторов, соответствующие (рис. 3.2 б) потенциальным диаграммам (эмиттерный переход смещен в прямом направлении, коллекторный – в обратном).

Рассмотрим токи через коллекторный переход. Для п-р-п-транзистора вклад в управляемый ток коллектора дают инжектированные эмиттером электроны – поток 1 (рис. 3.3 б). Электронный (дырочный) ток коллектора, образующийся за счет генерируемых теплом в области коллектора электронов (ток утечки, состоящий из неосновных носителей) – поток 2 не несет сигнала и желательно, чтобы он был как можно меньше.

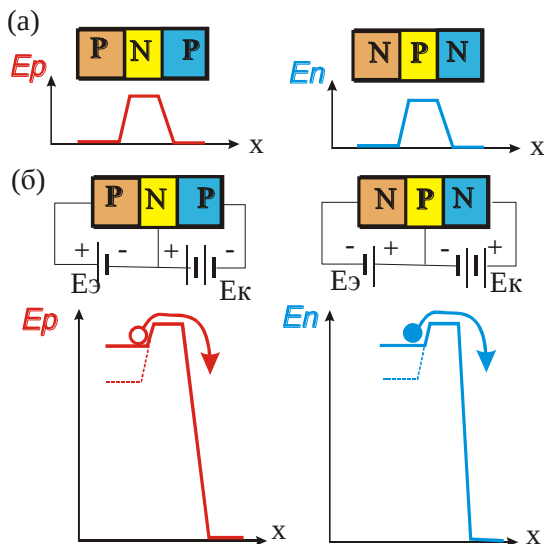


Рис. 3.2. Диаграммы, поясняющие работу биполярных транзисторов:
(а) смещение на переходах отсутствует; б) эмиттерный переход смещен в прямом направлении, коллекторный – в обратном

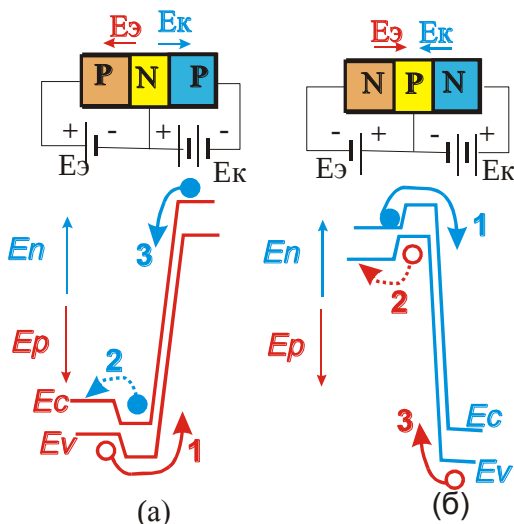


Рис. 3.3. Энергетические диаграммы:
(а) p-n-p-транзисторов; (б) n-p-n-транзисторов в активном режиме

Рассмотрим токи через эмиттерный переход. Как видно из рис. 3.3, при прямом смещении эмиттерного перехода, помимо потока носителей инжектированных из эмиттера (поток 1), возможна также инжекция из базы в эмиттер носителей другого знака (поток 2). Этот инжекционный ток не проходит через коллекторную цепь и, соответственно, не способствует усилению сигнала, поэтому его стремятся, как уже говорилось, сделать возможно меньше. Для этого степень легирования эмиттера задается на значительно большую величину, чем степень легирования базы, тогда, соответственно, и инжекционный ток эмиттера выше инжекционного тока базы [9].

Перенос зарядов через базу транзистора можно охарактеризовать следующими уравнениями (для р-п-р-транзистора):

$$I_{\Sigma} = I_{p\varepsilon} + I_{n\varepsilon} = \gamma I_{p\varepsilon}, \quad (3.1)$$

где
$$\gamma = \frac{I_{p\varepsilon}}{I_{p\varepsilon} + I_{n\varepsilon}}.$$

Коэффициент инжекции эмиттерного перехода γ показывает, какая часть эмиттерного тока состоит из заряда, инжектированного в базу. Поскольку только инжектированные носители создают эффект усиления, желательно, чтобы коэффициент инжекции был как можно выше (обычно $\gamma > 0,99$).

Не все инжектированные эмиттером носители доходят до коллектора, некоторая их часть рекомбинирует:

$$I_{рк} = \kappa I_{p\varepsilon}. \quad (3.2)$$

Коэффициент переноса (κ) показывает, какая часть инжектированных носителей дошла до коллектора, не прорекомбинировав. Данный коэффициент зависит от времени жизни неосновных носителей в базе и ее длины. Именно необходимость обеспечить перенос инжектированных носителей через базу транзистора выдвигает требование, чтобы диффузионная длина была больше толщины базы транзистора

$I_p \gg W$. Выполнение этого условия позволяет обеспечить высокие значения коэффициента переноса (обычно $\kappa > 0,98$).

Коллекторный ток состоит из тока носителей заряда инжектированных эмиттером и тока утечки коллекторного перехода $I_{коб}$ (индекс *б* означает, что рассматриваемая схема является схемой с общей базой (ОБ), поэтому, учитывая (3.1) и (3.2), запишем:

$$I_k = \alpha I_{\text{э}} + I_{\text{кко}}, \quad (3.3)$$

где $\alpha = \gamma \kappa$.

Чем выше α – коэффициент передачи эмиттерного тока в коллекторную цепь, тем выше усиление транзистора по мощности, поэтому иногда этот коэффициент называют коэффициентом усиления транзистора в схеме с общей базой (рис. 3.4). Однако этот коэффициент всегда несколько меньше единицы, если не происходит лавинного умножения носителей в коллекторном переходе. Последний эффект может иметь место при сравнительно высоких напряжениях и иногда используется в специально сконструированных транзисторах. В этом случае:

$$\alpha = \gamma \kappa M, \quad (3.4)$$

где $M = I_k / I_{\text{рк}}$ – коэффициент, характеризующий умножение неосновных носителей, дошедших до коллектора.

Коэффициенты γ и κ характеризуют вклад инжекционных и рекомбинационных процессов в коллекторный ток, т. е. в работу транзистора и его характеристики.

Для *n-p-n*-транзистора можно написать соотношения аналогичные (3.1) – (3.4), при этом изменятся только индексы, обозначающие тип носителей заряда.

Запишем основные уравнения, характеризующие соотношения между токами транзистора:

$$\begin{aligned} I_{\text{э}} &= I_k + I_{\text{б}}, \\ I_k &= \alpha I_{\text{э}} + I_{\text{коб}}. \end{aligned} \quad (3.5)$$

Для тока I_b можно написать:

$$I_b = I_\Sigma - I_k = I_\Sigma - \alpha I_\Sigma = I_\Sigma(1 - \alpha) - I_{k0b}. \quad (3.6)$$

Постоянное смещение на эмиттерном и коллекторном переходах задает значения токов и напряжений на эмиттерном и коллекторном переходах: $I_{\Sigma 0}$, $U_{\Sigma 0}$, I_{k0} , U_{k0} , которые характеризуют статическую рабочую точку на входных и выходных характеристиках. Обычно для характеристики рабочей точки используют значения тока в выходной цепи, например, для схемы (рис. 3.4) это будут: I_{k0} , U_{k0} .

В усилительном каскаде, чтобы задать смещения на эмиттерный и коллекторный переходы необязательно использовать две батареи. Для задания смещения на эмиттерный переход, как правило, используется резистивный делитель (рис. 3.4), который иллюстрирует три возможных способа задания входного сигнала относительно выходного и соответствующие эквивалентные схемы каскадов по переменному сигналу, а именно: схема с общим для входной и выходной цепей базовым электродом – ОБ; эмиттерным электродом – ОЭ; коллекторным – ОК (при составлении эквивалентных схем по переменному току сопротивление батарей принимается равным нулю).

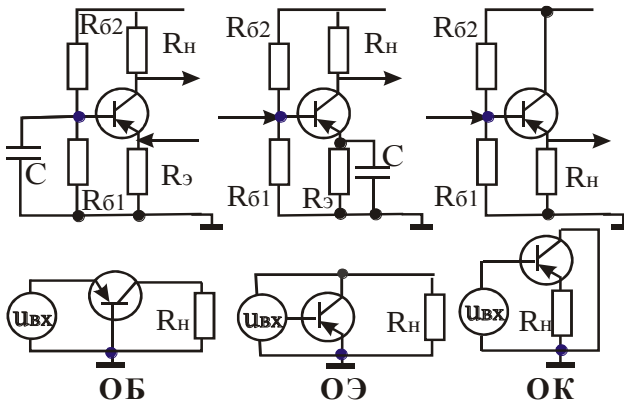


Рис. 3.4. Три схемы включения источника сигнала и нагрузки в усилительном каскаде и соответствующие схемы замещения каскадов по переменному току

Сигнал от внешнего источника может сопровождаться изменением токов через электроды транзистора и напряжений на его электродах:

$$I_э(t) = I_э0 + \Delta I_э(t), U_э(t) = U_э0 + \Delta U_э(t).$$

$$I_б(t) = I_б0 + \Delta I_б(t), U_б(t) = U_б0 + \Delta U_б(t).$$

$$I_к(t) = I_к0 + \Delta I_к(t), U_к(t) = U_к0 + \Delta U_к(t).$$

Будем использовать для обозначения сигналов вместо приращений прописные буквы, тогда для коэффициентов передачи по току из (3.5), (3.6) для схем ОБ, ОЭ, ОК получим:

$$K_{iб} = i_к/i_э = \alpha. \quad K_{iэ} = i_к/i_б = \alpha./(1 - \alpha.). \quad K_{iк} = i_э/i_к = 1/(1 - \alpha.).$$

Часто для коэффициента передачи тока в схеме с общим эмиттером используют значок

$$\beta = K_{iэ} = \alpha./(1 - \alpha.).$$

Тогда $K_{iк} = 1/(1 - \alpha) = \beta + 1$.

Коэффициент $\alpha < 1$ и, как правило, составляет 0,98 – 0,99, при этом, соответственно, коэффициент $\beta \gg 1$ и составляет 49 – 99. Таким образом, для схем ОЭ и ОК имеет место усиление тока [10].

4. ОСНОВНЫЕ УСИЛИТЕЛЬНЫЕ СВОЙСТВА ТРАНЗИСТОРНЫХ УСТРОЙСТВ

4.1. Структурная схема усилительного устройства

При решении многих инженерных задач, например при измерении электрических и неэлектрических величин, контроле и автоматизации технологических процессов, построении радиотехнических устройств и медицинских приборов, возникает необходимость в усилении электрических сигналов. Для этой цели служат **электронные усилители** – устройства, позволяющие увеличить мощность электрического сигнала без изменения его формы и частотного спектра. Увеличение мощности сигнала происходит за счет энергии источника питания.

К входу усилителя подключается источник сигнала (E_c, R_c), к выходу – нагрузка R_n (рис. 4.1).

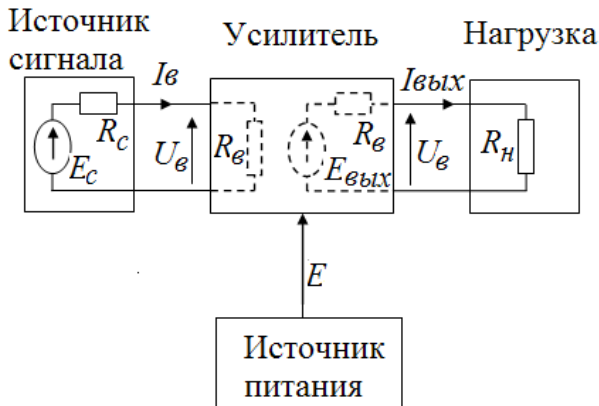


Рис. 4.1. Структурная схема усилительного устройства

4.2. Классификация электронных усилителей

Электронные усилители классифицируют по ряду различных признаков:

1) диапазон усиливаемых частот – усилители постоянного тока (УПТ), усилители низкой частоты (УНЧ), усилители

промежуточной частоты (УПЧ), усилители высокой частоты (УВЧ);

2) характер усиливаемого сигнала – усилители непрерывных и импульсных сигналов;

3) усиливаемая электрическая величина – усилители напряжения, тока, мощности;

4) ширина полосы усиливаемых частот – узкополосные (избирательные) и широкополосные усилители;

5) тип нагрузки – резистивные (апериодические) и резонансные.

4.3. Усилительные параметры

Работу усилителей принято оценивать рядом показателей и характеристик.

Коэффициент передачи или коэффициент преобразования – это отношение выходной величины, характеризующей уровень сигнала, к входной величине. В частном случае, когда входная и выходная величины одинаковы (напряжение, ток, мощность), коэффициент передачи называют коэффициентом усиления.

Различают коэффициенты усиления:

- по напряжению $K_U = K = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}}$;

- по току $K_I = \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВХ}}}$;

- по мощности $K_P = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\text{ВХ}}} = K_U K_I$;

- сквозной коэффициент усиления $K_e = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{E_c} = K_{\text{ВХ}} \cdot K_U$,

где $K_{\text{ВХ}} = \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВХ}} + R_c}$ – коэффициент передачи входной цепи;

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}} - \text{входное сопротивление усилителя.}$$

В связи с тем, что громкость слухового восприятия звукового сигнала пропорциональна логарифму его интенсивности, для сравнения мощностей двух колебаний была введена логарифмическая единица – бел (*названа по имени изобретателя телефона А. Белла*). Коэффициент усиления мощности обычно выражают в более мелких единицах – децибелах: $K_p, \text{дБ} = 10 \lg K_p$ [11].

Если мощности P_n и $P_{\text{вх}}$ выделяются на одинаковых сопротивлениях ($R_n = R_{\text{вх}} = R$), то их отношение в децибелах можно выразить через отношение напряжений:

$$10 \lg \frac{U_{\text{вых}}^2 / R}{U_{\text{вх}}^2 / R} = 20 \lg \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}.$$

Последнюю запись часто используют для выражения в децибелах коэффициента усиления напряжения даже при $R_n \neq R_{\text{вх}}$ (*хотя это некорректно*), т. е. полагают $K, \text{дБ} = 20 \lg K$.

Логарифмические единицы удобны тем, что позволяют перемножение коэффициентов усиления последовательно включенных каскадов заменить сложением коэффициентов усиления отдельных каскадов усиления (выраженных в логарифмических единицах). Например:

$$K = K_1 \cdot K_2 \cdot \dots \cdot K_n.$$

$$K, \text{дБ} = K_1, \text{дБ} + K_2, \text{дБ} + \dots + K_n, \text{дБ}.$$

В зависимости от вида электронного усилителя для оценки коэффициентов усиления в их формулы могут входить: значения постоянных токов и напряжений в УПТ, комплексные, действующие или амплитудные значения для усилителей гармонических сигналов, амплитуды входного и выходного импульсов для импульсного усилителя.

4.4. Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики

Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики определяют возможности усиления гармонических колебаний различных частот. Из-за наличия в усилителе реактивных элементов (в том числе паразитных), сопротивление которых зависит от частоты, коэффициент передачи такого усилителя также зависит от частоты.

Коэффициент передачи усилителя гармонических сигналов в общем случае является комплексной величиной:

$$K(j\omega) = K(\omega)e^{j\varphi(\omega)}, \quad (4.1)$$

где $K(\omega) = |K(j\omega)|$ – модуль коэффициента передачи;
 $\varphi(\omega) = \arg K(j\omega)$ – аргумент коэффициента передачи.

Зависимость модуля коэффициента передачи усилителя от частоты входного гармонического сигнала называют **амплитудно-частотной характеристикой** усилителя (АЧХ). **Фазо-частотной характеристикой** усилителя (ФЧХ) называют зависимость фазового сдвига выходного гармонического колебания относительно входного при изменении частоты.

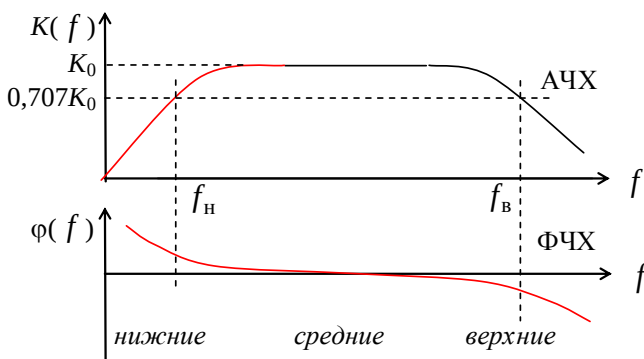


Рис. 4.2. АЧХ и ФЧХ усилителя низких частот

Примерный вид АЧХ и ФЧХ для усилителя низкой частоты (УНЧ) показан на рис. 4.2. За пределами рабочего диапазона частот, характеризуемого коэффициентом усиления K_0 и близким к нулю фазовым сдвигом, появляются частотные и

фазовые искажения. Частоты f_n и f_v , на которых коэффициент передачи падает до уровня $0,707 K_0 = K_0 / \sqrt{2}$, называются *нижней и верхней граничными частотами*, а разность между ними ($\Delta f = f_v - f_n$) – *полосой пропускания усилителя*. Для неискаженного усиления сигналов звукового диапазона требуются усилители с полосой пропускания от 20 Гц до 20 кГц

4.5. Переходная характеристика

Об искажениях усиливаемого импульсного сигнала (например, в видеоусилителях) можно судить по переходной характеристике усилителя. Переходной характеристикой $h(t)$ усилителя называют реакцию усилителя на входное воздействие в виде единичного скачка (ступеньки) тока или напряжения:

$$U_{\text{вх}}(t) = 0 \text{ при } t < 0.$$

$$U_{\text{вх}}(t) = 1 \text{ при } t \geq 0.$$

Аналитически переходную характеристику $h(t)$ можно определить как оригинал операторного выражения $\frac{K(p)}{K_0 \cdot p}$, где

$K(p) = \frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)}$ – операторный коэффициент передачи (передаточная функция усилителя). Возможный вид переходной характеристики усилителя приведен на рис. 4.3.

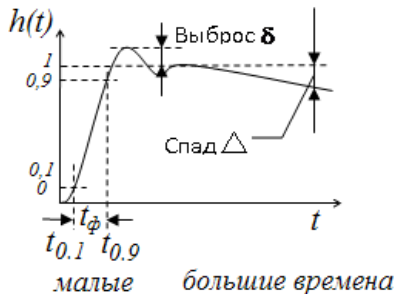


Рис. 4.3. Переходная характеристика усилителя

Представляют интерес следующие параметры переходной характеристики:

1) время нарастания фронта $t_{\phi} = t_{0,9} - t_{0,1}$, определяемое как время, в течение которого выходной импульс нарастает от уровня 0,1 до уровня 0,9 от установившегося значения $h(t)$;

2) относительный выброс фронта импульса $\delta = h_{max} - 1$, представляющий собой превышение выходного сигнала над его установившимся значением;

3) относительный спад плоской вершины выходного импульса $\Delta = 1 - h(t_n)$ за время действия входного импульса прямоугольной формы длительностью t_i .

4.6. Линейные и нелинейные искажения

Хотя усилители должны усиливать сигналы без искажений, в действительности формы входного и выходного колебаний в точности не совпадают. Уровень искажений формы сигналов оценивается коэффициентами искажений. Искажения сигнала разделяют на линейные и нелинейные [12].

Линейные искажения, вносимые усилителем, обусловлены непостоянством его АЧХ и нелинейностью ФЧХ. Если усилитель не имеет нелинейных искажений и на его вход подан гармонический сигнал, то его выходной сигнал будет чисто гармоническим. Меняются лишь амплитуда и фаза и, следовательно, никаких искажений формы сигнала в таком усилителе не будет. Человеческое ухо нечувствительно к фазовым искажениям, поэтому линейные искажения усилителей звуковых сигналов оцениваются только по АЧХ. Степень неравномерности АЧХ оценивают коэффициентом частотных искажений:

$$M(f) = \frac{K_0}{K(f)} \text{ или } M, \text{ дБ} = 20 \lg M.$$

На граничных частотах полосы пропускания (упомянутый ранее уровень $0,707K_0$) коэффициент частотных искажений равен $M_n = M_v = \sqrt{2}$ или $M = 3 \text{ дБ}$.

Входной сигнал сложной формы можно разложить на гармонические составляющие (с помощью ряда или интеграла Фурье), определить сдвиг фазы и изменение амплитуды на выходе усилителя отдельно каждой составляющей, а затем сложить их. Очевидно, если фазовый сдвиг $\varphi(\omega) = 0$ или $\varphi(\omega) = b\omega$ (где $b = \text{const}$) и $K(\omega) = \text{const}$, то форма сложного сигнала останется неизменной; произойдет лишь его сдвиг во времени относительно входного сигнала (если $b \neq 0$). В реальных усилителях $\varphi(\omega) \neq b\omega$ и $K(\omega) \neq \text{const}$, поэтому вследствие сдвига фазы и изменения амплитуды гармонических составляющих искажается и форма сложного сигнала.

Линейные искажения, возникающие при усилении прямоугольных импульсов, оценивают по переходной характеристике с помощью t_{ϕ} , δ и Δ .

АЧХ, ФЧХ и переходная характеристика усилителя однозначно связаны друг с другом. Области верхних частот соответствует переходная характеристика в области малых времен. Время нарастания фронта импульса обратно пропорционально верхней граничной частоте и может быть оценено по формуле:

$$t_{\phi} = \frac{0,35}{f_{\text{в}}}.$$

Области нижних частот соответствует переходная характеристика в области больших времен. Спад импульса пропорционален нижней граничной частоте $f_{\text{н}}$ и длительности импульса.

Для неискаженного усиления импульсных сигналов усилитель должен обеспечить равномерное усиление широкого спектра частот. Чем круче фронт входного сигнала, тем шире его спектр в области верхних частот. В этом случае стремятся расширить полосу пропускания в области верхних частот, т. е. обеспечить возможно меньшие искажения в области малых времен. Если же усиливаемый импульс содержит медленно изменяющиеся участки, то для более точного его воспроизведения требуется расширить полосу пропускания в

области нижних частот (в идеале – иметь $f_n = 0$, как в УПТ), т. е. уменьшить искажения в области больших времен. Частотные, фазовые и переходные искажения относятся к числу линейных искажений.

Если при гармоническом входном сигнале выходной сигнал усилителя по форме отличается от гармонического, то в усилителе имеются нелинейные искажения. Нелинейные искажения обусловлены нелинейностью вольт-амперной характеристики (ВАХ) активных элементов, используемых в усилителе. Нелинейные искажения со спектральной точки зрения – это появление в выходном сигнале усилителя не только усиленного входного сигнала, но и его высших гармоник.

При усилении гармонического сигнала степень нелинейности принято оценивать коэффициентом нелинейных искажений (коэффициент гармоник):

$$K_r = \sqrt{\frac{\sum_{K=2}^{\infty} P_K}{P_1}} \approx \frac{\sqrt{I_{2m}^2 + I_{3m}^2 + I_{4m}^2}}{I_{1m}}, \quad (4.2)$$

где P_K – мощность К-й гармоники выходного сигнала;

I_{Km} – амплитудное значение К-й гармоники выходного тока;

P_1 – мощность первой гармоники выходного сигнала;

I_{1m} – амплитудное значение первой гармоники выходного тока.

4.7. Амплитудная характеристика и динамический диапазон

О линейности усилителя можно судить и по его амплитудной характеристике (АХ), т. е. в зависимости амплитуды выходного сигнала от амплитуды входного $U_{m \text{ вых}} = f(U_{m \text{ вх}})$ (рис. 4.4). Амплитудная характеристика снимается при подаче на вход усилителя гармонического сигнала частотой f , лежащей в полосе пропускания усилителя. Отношение выходного и входного напряжений равно K_0 .

Поэтому амплитудная характеристика, казалось бы, должна быть прямой линией, исходящей из начала координат. Однако в действительности она совпадает с этой прямой только в средней части [13].

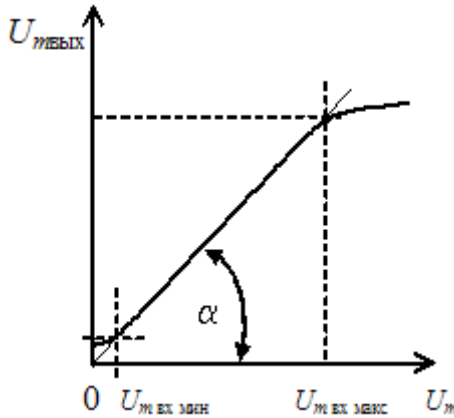


Рис. 4.4. Амплитудная характеристика усилителя

Начальный участок АХ отклоняется от прямой из-за наличия на выходе усилителя собственных помех. Основными из них являются фон, наводки и шумы, а в УПТ — еще и дрейф нуля. Они приводят к появлению напряжения на выходе усилителя даже при отсутствии входного сигнала.

Фон — это колебание с частотой питающей сети или кратной ей. Обычно оно попадает в усилитель по цепям питания из-за недостаточного сглаживания пульсаций выпрямителя питающего напряжения.

Наводками называют помехи, наводимые на цепи усилителя электрическими и магнитными полями. Источниками этих полей могут быть сетевой трансформатор блока питания, провода электросети или какие-либо электроустановки.

Собственные шумы усилителя представляют собой флуктуационные колебания, обусловленные хаотическим движением свободных носителей заряда во всех электропроводящих материалах, из которых сделаны детали усилителя. Шумы возникают на микроскопическом уровне строения материалов и поэтому очень слабые. Но, будучи

усиленными многокаскадным усилителем, они могут оказаться соизмеримыми с уровнем полезного сигнала. В отличие от фона и наводок полностью устранить собственные шумы усилителя принципиально невозможно.

Дрейфом нуля называют медленные изменения выходного напряжения усилителя из-за нестабильности напряжения питания и характеристик транзисторов. Дрейф в основном проявляется в усилителях постоянного тока.

Верхний загиб АХ обусловлен наступлением перегрузки одного из каскадов усилителя, чаще всего окончного, в результате чего начинается ограничение выходного колебания. Использование верхнего криволинейного участка характеристики приводит к нелинейным искажениям.

Динамическим диапазоном усилителя называют отношение $U_{m \text{ вх макс}}$ (при заданном уровне нелинейных искажений) к $U_{m \text{ вх мин}}$ (при заданном отношении сигнал/шум на входе):

$$D = \frac{U_{m \text{ вх макс}}}{U_{m \text{ вх мин}}} \text{ или } D, \text{ дБ} = 20 \lg D.$$

Динамический диапазон усилителя должен быть больше, чем динамический диапазон усиливаемого сигнала. Так, для качественного усиления сигнала микрофона при воспроизведении игры симфонического оркестра требуется усилитель с динамическим диапазоном порядка 60 дБ.

4.8. Способы связи между каскадами

Для получения необходимого усиления используют многокаскадные усилители, в которых каждый последующий каскад подключен к выходу предыдущего. Так, усилитель, предназначенный для воспроизведения звукового сигнала в телевизоре или радиоприемнике, содержит несколько каскадов предварительного усиления и выходной каскад.

Выходной каскад служит для получения в нагрузке необходимой мощности сигнала $P_{\text{н}} = I_{\text{вых}}^2 R_{\text{н}} = U_{\text{вых}}^2 / R_{\text{н}}$ (здесь

$I_{\text{вых}}$ и $U_{\text{вых}}$ – действующие значения тока и напряжения). Его часто называют усилителем мощности. Он работает в режиме большого сигнала, и его расчет ведут графоаналитическим методом с использованием вольт-амперных характеристик, применяемых усилительных элементов (биполярных или полевых транзисторов). Важное значение имеют определение

коэффициента полезного действия $\eta = \frac{P_n}{P_\Sigma}$ (P_Σ – суммарная

мощность, потребляемая каскадом от источника питания), оценка нелинейных искажений, обеспечение приемлемого теплового режима.

Каскады предварительного усиления служат для усиления сигнала по напряжению до величины, достаточной для раскачки выходного каскада, и работают в режиме малого сигнала. Для их анализа и расчета используют аналитические методы, основанные на применении эквивалентных схем и малосигнальных параметров транзистора в выбранной рабочей точке.

Способы соединения (связи) каскадов зависят от вида многокаскадного усилителя. Так, в УПТ используется только непосредственная (гальваническая) связь каскадов. В усилителях переменного тока (УНЧ, УВЧ) используется также емкостная и трансформаторная связь, передающие только переменную составляющую сигнала [14].

4.9. Классы усиления

Понятия рабочей точки, режимов и классов работы усилительного элемента. Транзистор как нелинейный элемент (НЭ) в составе усилительной цепи всегда устанавливается в необходимый режим работы. Понятие режима работы связано с двумя его основными показателями: расположением рабочей точки на вольт-амперной характеристике (ВАХ) нелинейного элемента и величиной сигнала, действующего относительно рабочей точки.

Под рабочей точкой (РТ) понимают любую точку, принадлежащую ВАХ данного нелинейного элемента и имеющую всегда не менее двух координат U_0 и I_0 (рис. 4.5). Положение рабочей точки может быть задано либо

приложением напряжения смещения U_0 , либо фиксацией постоянной величины тока I_0 . В любом случае задание одной из координат (U_0 или I_0) однозначно определяет положение рабочей точки на ВАХ НЭ.

Режим, в котором НЭ работает при неизменном положении рабочей точки, носит название **статического**, или **режима постоянного тока**. Положение рабочей точки на ВАХ можно изменять, управляя одной из ее координат – U_0 или I_0 . Изменение положения рабочей точки возможно с помощью некоторого управляющего устройства или по воле оператора. В любом случае при включении источника питания нелинейный элемент устанавливается в статический режим, когда все электрические величины не меняются во времени.

Однако нелинейные элементы предназначены для преобразования сигналов, поэтому в реальном устройстве относительно рабочей точки действует некий сигнал, представленный изменениями напряжения или тока. На рис. 4.5 показано, как приложение некоторого гармонического напряжения $u(t)$ относительно рабочей точки U_0 перемещает последнюю по ВАХ в пределах между положениями 1 и 2, вызывая при этом негармонический ток $i(t)$ в силу нелинейности ВАХ. Данный режим носит название **динамического**, или **режима переменного тока**.

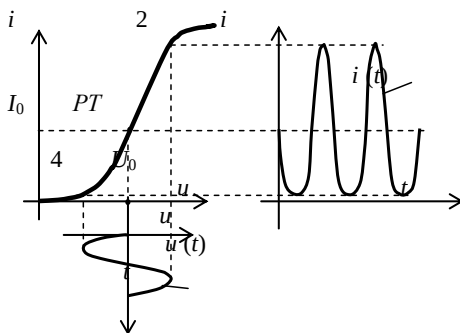


Рис . 4.5. Пояснение к статическому и динамическому режимам работы НЭ

Приложенный к нелинейному элементу сигнал может иметь разную величину. Если размах сигнала мал в сравнении с

протяженностью ВАХ (рис. 4.6 а), такой динамический режим носит название **режима малого сигнала**. Когда размах сигнала соизмерим с протяженностью ВАХ или превышает ее, говорят, что нелинейный элемент работает в **режиме большого сигнала** (рис. 4.6 б). Кроме того, в практике применения радиотехнических устройств широко пользуются понятием «класс режима работы». Различают несколько таких классов [15].

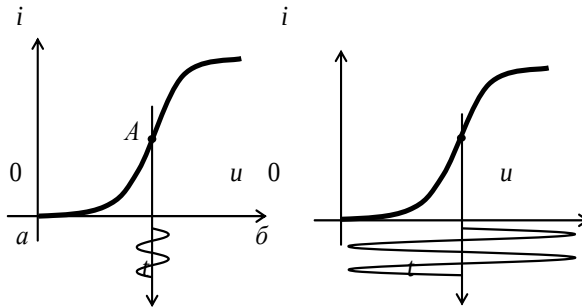


Рис. 4.6. Режимы работы НЭ:

а – режим малого сигнала; б – режим большого сигнала

На рис. 4.6 а рабочая точка находится на линейном участке, и малый сигнал не выходит за рамки этой линейной части ВАХ. Такой малосигнальный режим принято называть режимом класса «А», или линейным режимом работы нелинейного элемента.

Другой характерный режим – режим класса «В» (рис. 4.7 а). Рабочая точка В представляет собой последовательность «полувольтных» импульсов, а ток через нелинейный элемент протекает в течение половины периода сигнала.

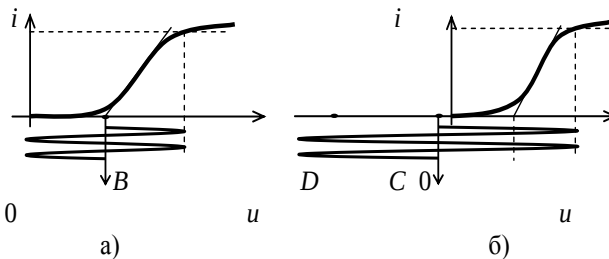


Рис. 4.7. Режим класса «В»

Если рабочую точку переместить левее, увеличив размах сигнала (рис. 4.7 б), режим работы нелинейного элемента будет соответствовать классу «С».

При смещении рабочей точки в положение D и дальнейшем увеличении размаха сигнала нелинейный элемент работает в режиме класса «D».

Два последних режима характерны тем, что ток через нелинейный элемент носит импульсный характер и протекает в течение времени, меньшего половины периода приложенного сигнала. В практике построения транзисторных усилительных каскадов используются режимы классов «А» и «В». Режим «С» выбирают в умножителях частоты и автогенераторах.

5. ОБРАТНЫЕ СВЯЗИ В УСИЛИТЕЛЯХ

5.1. Виды обратных связей

Обратной связью (ОС) называют подачу части (или всего) выходного сигнала усилителя на его вход. Обычно ее специально вводят для целенаправленного изменения характеристик усилительного устройства. Однако иногда она возникает самопроизвольно.

В зависимости от способа получения сигнала ОС различают **обратную связь по напряжению** (сигнал ОС пропорционален напряжению нагрузки) и **по току** (сигнал ОС пропорционален току нагрузки).

По способу введения сигнала ОС во входную цепь усилителя различают **обратную связь последовательную** (когда суммируются напряжения $U_{\text{вх}}$ и $U_{\text{ОС}}$) и **параллельную** (когда суммируются токи $I_{\text{вх}}$ и $I_{\text{ОС}}$).

Рассмотрим усилитель с последовательной обратной связью по напряжению (рис. 5.1). Сигнал ОС связан с выходным напряжением соотношением $U_{\text{ОС}}(p) = \gamma(p) \cdot U_{\text{вых}}(p)$, где $\gamma(p)$ – операторный коэффициент передачи по напряжению цепи обратной связи. Напряжение на входе усилителя с ОС можно представить в виде:

$$U(p) = U_{\text{вх}}(p) - U_{\text{ОС}}(p) = U_{\text{вх}}(p) - \gamma(p) \cdot U_{\text{вых}}(p). \quad (5.1)$$

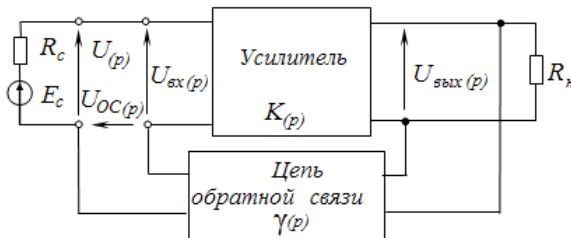


Рис. 5.1. Структурная схема усилителя с последовательной ОС по напряжению

Коэффициент усиления по напряжению усилителя с обратной связью определяется соотношением:

$$K_{oc}(p) = \frac{U_{вых}(p)}{U(p)} = \frac{U_{вых}(p)}{U_{вх}(p) - \gamma(p) \cdot U_{вых}(p)}. \quad (5.2)$$

Разделив в выражении (5.2) числитель и знаменатель на $U_{вх}(p)$, получим

$$K_{oc}(p) = \frac{K(p)}{1 - \gamma(p) \cdot K(p)} = \frac{K(p)}{1 - T(p)} = \frac{K(p)}{A(p)}. \quad (5.3)$$

Величину $T(p) = K(p) \cdot \gamma(p)$ называют **петлевым усилением**, а $A(p) = 1 - T(p)$ – **глубиной обратной связи**.

Обратную связь называют **положительной**, если сигнал ОС суммируется с усиливаемым сигналом. В усилителе с положительной обратной связью (ПОС) суммарный фазовый сдвиг в петле равен нулю и $T(p) = T$, а $K_{oc} = \frac{K}{1 - T}$.

При $T < 1$ коэффициент усиления увеличивается по сравнению с усилителем без ОС, а при $T = 1$ стремится к бесконечности (физически это означает, что усилитель самовозбуждается и превращается в автогенератор).

Обратную связь называют **отрицательной**, если сигнал ОС вычитается из усиливаемого сигнала. В усилителе с отрицательной обратной связью (ООС) суммарный фазовый сдвиг в петле равен 180 эл. град., $T(p) = -T$, а $K_{oc} = \frac{K}{1 + T} = \frac{K}{1 + K\gamma}$, т. е. коэффициент усиления уменьшается.

Несмотря на это, последовательная ООС по напряжению очень широко применяется, так как при этом существенно улучшаются свойства усилителя:

- а) повышается стабильность коэффициента усиления по напряжению при изменениях параметров транзисторов;
- б) снижается уровень вносимых данным усилителем нелинейных искажений;
- в) расширяется полоса пропускания;
- г) увеличивается входное и уменьшается выходное сопротивление усилителя.

5.2. Влияние ООС на стабильность коэффициента усиления

Оценим абсолютную нестабильность коэффициента усиления усилителя с последовательной ООС по напряжению в рабочем диапазоне частот, определяемому соотношением

$$K_{oc} = \frac{K}{A} = \frac{K}{1 + K\gamma}, \quad (5.4)$$

как полный дифференциал функции двух переменных K и γ :

$$dK_{oc} = \frac{\partial K_{oc}}{\partial K} dK + \frac{\partial K_{oc}}{\partial \gamma} d\gamma = \frac{dK}{A^2} - \frac{K^2}{A^2} d\gamma. \quad (5.5)$$

Относительную нестабильность коэффициента усиления усилителя с ООС получим, разделив обе части выражения (5.5) на (5.4):

$$\delta K_{oc} = \frac{dK_{oc}}{K_{oc}} = \frac{dK}{A^2} \cdot \frac{A}{K} - \frac{K^2}{A^2} d\gamma \cdot \frac{A\gamma}{K\gamma} = \frac{\delta K}{A} - \frac{T}{A} \delta\gamma, \quad (5.6)$$

где $\delta K = \frac{dK}{K}$ – относительная нестабильность коэффициента усиления до введения обратной связи; $\delta\gamma = \frac{d\gamma}{\gamma}$ – относительная нестабильность коэффициента передачи цепи ОС.

Обычно за счет применения прецизионных резисторов в цепи обратной связи усилителя стремятся выполнить условие $\delta\gamma \approx 0$. При этом относительная нестабильность коэффициента усиления по напряжению уменьшается пропорционально глубине ООС. В прецизионных усилителях стремятся увеличить глубину обратной связи, т. е. выполнить соотношение $K\gamma \gg 1$.

В этом случае $K_{oc} \approx \frac{1}{\gamma}$, не зависит от параметров усилителя и полностью определяется элементами, стоящими в цепи обратной связи усилителя.

5.3. Влияние ООС на нелинейные искажения

В усилителе без обратной связи при большом входном сигнале искажается форма выходного сигнала и в выходном напряжении, помимо основной гармоники, появляются высшие гармонические составляющие. При введении ООС высшие гармоники через звено обратной связи подаются на вход усилителя и усиленными вычитаются из выходного напряжения усилителя. Таким образом, содержание гармоник при том же значении выходного напряжения (для этого придется поднять усиление сигнала в A раз) уменьшится, т. е. нелинейные искажения в усилителе с ООС будут меньше.

5.4. Влияние ООС на величину входного и выходного сопротивлений усилителя

Определим входное сопротивление усилителя с последовательной ООС ($U_{OC} = -U_{BX} K\gamma$):

$$R_{BX_{OC}} = \frac{U}{I_{BX}} = \frac{U_{BX} - U_{OC}}{I_{BX}} = \frac{U_{BX} + U_{BX} K\gamma}{I_{BX}} = R_{BX} (1 + K\gamma) = R_{BX} A. \quad (5.7)$$

Таким образом, входное сопротивление усилителя при введении последовательной ООС возрастает пропорционально глубине обратной связи.

Выходное сопротивление усилителя с ООС определим как отношение напряжения холостого хода к току короткого замыкания в выходной цепи:

$$R_{BXX_{OC}} = \frac{U_{XX}}{I_{K3}}.$$

На холостом ходу (при размыкании R_H) обратная связь сохраняется. Поэтому $U_{XX} = K_{XX} U_{BX} / A$. При коротком замыкании (закорачивании R_H) обратная связь исчезает. Поэтому $I_{K3} = K_{XX} \cdot U_{BX} / R_{BXX}$.

Таким образом,

$$R_{\text{выхОС}} = \frac{K_{\text{xx}} U_{\text{вх}} / A}{K_{\text{xx}} U_{\text{вх}} / R_{\text{вых}}} = \frac{R_{\text{вых}}}{A}, \quad (5.8)$$

т. е. выходное сопротивление усилителя при введении ООС по напряжению уменьшается пропорционально глубине обратной связи по сравнению с выходным сопротивлением усилителя до введения обратной связи $R_{\text{вых}}$ (см. рис. 5.1).

Можно показать, что при введении параллельной по входу ООС входное сопротивление усилителя уменьшается, а при введении ООС по току возрастает выходное сопротивление усилителя. Следовательно, выбирая один из типовых способов введения ООС, можно в нужную сторону изменять величины входного и выходного сопротивлений усилителя.

5.5. Амплитудно-частотная характеристика усилителя с ОС

Выражение для амплитудно-частотной характеристики усилителя с обратной связью можем получить, воспользовавшись операторным соотношением (5.3) и подстановкой $p = j\omega$:

$$K_{\text{ОС}}(\omega) = |K_{\text{ОС}}(j\omega)| = \frac{K(\omega)}{|1 - T(j\omega)|},$$

где $K(\omega)$ – амплитудно-частотная характеристика усилителя без обратной связи.

Подставляя в него выражение для петлевого усиления в показательной форме (так можно представить любую комплексную величину)

$$T(j\omega) = T(\omega)e^{j\varphi(\omega)} = T(\omega) \cos \varphi(\omega) + jT(\omega) \sin \varphi(\omega),$$

Получаем:

$$K_{\text{ОС}}(\omega) = \frac{K(\omega)}{\sqrt{[1 - T(\omega) \cos \varphi(\omega)]^2 + [T(\omega) \sin \varphi(\omega)]^2}}. \quad (5.9)$$

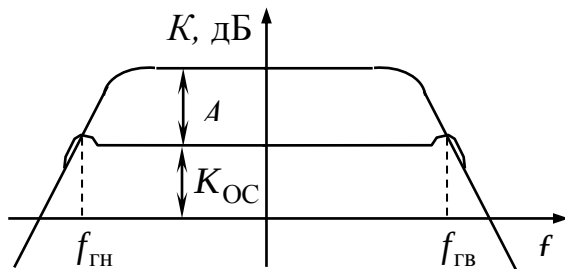


Рис. 5.2. Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика усилителя с ООС

Характер частотной зависимости коэффициента усиления многокаскадного усилителя с ООС отражает рис. 5.2. Полоса пропускания при введении ООС расширяется, но появляются подъемы $K_{\text{ГН}}$ на некоторых частотах $f_{\text{ГН}}$ и $f_{\text{ГВ}}$. На этих частотах за счет дополнительных фазовых сдвигов в петле отрицательная обратная связь превращается в положительную, и усилитель может потерять устойчивость при дальнейшем росте глубины обратной связи A .

5.6. Частотный критерий устойчивости усилителя с обратной связью. Запасы устойчивости по амплитуде и по фазе

Об устойчивости усилителя можно судить по частотным и фазовым характеристикам.

Уравнение логарифмической АЧХ (ЛАЧХ):

$$K(\omega), \text{ дБ} = 20 \lg K(\omega) = 20 \lg K_0 - 20 \lg \sqrt{1 + (\omega\tau)^2}.$$

Обычно вместо реальной ЛАЧХ строят лишь ее асимптоты (т. е. асимптотическую ЛАЧХ). При $\omega\tau \ll 1$ характеристик петлевого усиления (рис. 5.3) усилитель устойчив, если на частотах среза петлевого усиления $f_{\text{срв}}$ и $f_{\text{срн}}$ (где $T=1$ или $T=0$ дБ) дополнительный фазовый сдвиг в петле $\varphi_{\text{доп}}$ не превышает 180 электрических градусов. Напомним, что на

средних частотах фазовый сдвиг в петле при ООС равен 180 эл. град. (при этом $\varphi_{\text{доп}} = 0$).

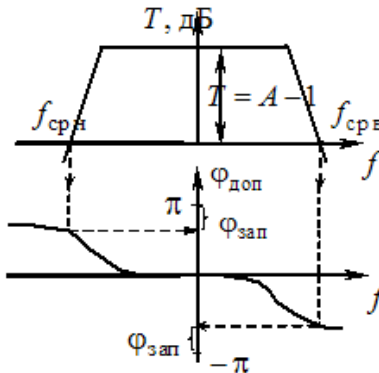


Рис. 5.3. Амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики петлевого усиления

В практических схемах необходимо обеспечить запас устойчивости по фазе $\varphi_{\text{зап}}$ не ниже 45 эл. град. При этом подъем K_{OC} на частотах возможной генерации $f_{\text{гн}}$ и $f_{\text{гв}}$ (см. рис. 5.2) не превышает 3 дБ.

На частотах, где дополнительный фазовый сдвиг в петле равен π радиан (180 эл. град.) и ООС превращается в ПОС, петлевое усиление должно упасть до величины, меньше единицы ($T < 0$ дБ). Тогда самовозбуждения усилителя не произойдет [16].

Дополнительные фазовые сдвиги возникают: на верхних частотах за счет постоянных времени транзисторов; на нижних частотах – за счет разделительных и блокировочных конденсаторов.

Для повышения устойчивости усилителя необходимо стремиться к тому, чтобы область частот, в которой проявляются искажения, вносимые какой-либо одной цепью, по возможности была удалена от тех областей частот, в которых проявляются искажения, вносимые другими цепями. Иначе говоря, необходимо разносить по величине постоянные времени, характеризующие искажения за счет каждой цепи.

Если в усилителе одна из цепей приводит к искажениям, т. е. к уменьшению усиления, значительно раньше, чем остальные цепи, внося дополнительный фазовый сдвиг в петле 90 эл. град., то такой же дополнительный фазовый сдвиг за счет других цепей вносится на частоте, где петлевое усиление уже упало ниже единицы, и усилитель не самовозбуждается.

До сих пор рассматривались обратные связи, создаваемые в усилителях специально. Но в усилителе могут быть и паразитные ОС, которые возникают самопроизвольно и существенно ухудшают его работу.

Существует несколько видов паразитных обратных связей:

а) паразитная связь между каскадами через цепи питания. Такая связь обычно имеется в многокаскадном усилителе, питающемся от одного источника питания. Мощные оконечные каскады создают на внутреннем сопротивлении источника питания заметное падение напряжения от переменной составляющей тока. Это переменное напряжение попадает в цепи питания первых каскадов усиления, образуя нежелательные паразитные ОС. Для устранения такого вида ОС применяют развязывающие RC-фильтры, как при сглаживании пульсаций напряжения в выпрямителе;

б) емкостные и индуктивные ОС возникают из-за нерационального монтажа, когда в многокаскадном усилителе выходные цепи усилителя расположены вблизи его входных цепей, что приводит к появлению заметной емкости и взаимной индуктивности между элементами входной и выходной цепей. Такие виды ОС устраняют рациональным монтажом и экранированием первых каскадов усилителя.

5.7. Пример расчета характеристик усилителя с ООС

Задание. Построить АЧХ, ФЧХ и переходную характеристики УПТ, операторный коэффициент передачи которого определяется выражением $K(p) = \frac{K_0}{1 + p\tau}$, при введении частотно-независимой ООС с коэффициентом передачи $\gamma(p) = -\gamma$.

Решение. Требуемые характеристики УПТ с ООС построены на рис. 5.4 и 5.5.

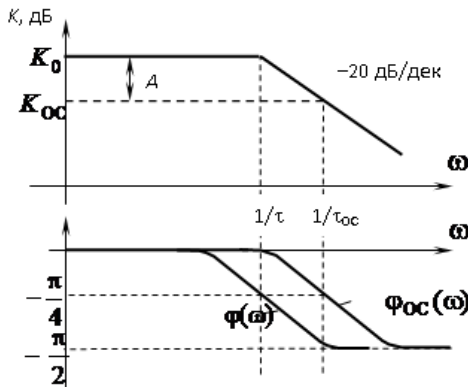


Рис. 5.4. ЛАЧХ и ФЧХ УПТ

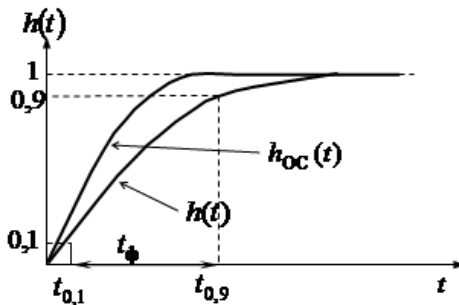


Рис. 5.5. Переходные характеристики УПТ

Вначале построим характеристики рассматриваемого усилителя до введения ООС.

Комплексный коэффициент передачи получим заменой оператора p на $j\omega$:

$$K(j\omega) = \frac{K_0}{1 + j\omega\tau} = \text{Re} + j \text{Im} = \frac{K_0}{1 + \omega^2\tau^2} - j \frac{\omega\tau K_0}{1 + \omega^2\tau^2}.$$

Уравнение АЧХ:

$$K(\omega) = |K(j\omega)| = \sqrt{\text{Re}^2 + \text{Im}^2} = \frac{K_0}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}}.$$

Получаем уравнение низкочастотной асимптоты:
 $K, \text{дБ} = 20 \lg K_0$.

При $\omega\tau \gg 1$ уравнение высокочастотной асимптоты имеет вид: $K(\omega), \text{дБ} = 20 \lg K_0 - 20 \lg \omega\tau$. Асимптоты пересекаются на частоте сопряжения $\omega = 1/\tau$, совпадающей с верхней граничной частотой полосы пропускания УПТ ω_v , на которой $K, \text{дБ} = 20 \lg K_0 - 20 \lg \sqrt{2} = K_0 - 3, \text{дБ}$.

По оси абсцисс наносят абсолютные значения частот через декады. Наклон высокочастотного участка ЛАЧХ составляет минус 20 децибел на декаду.

Уравнение фазочастотной характеристики:

$$\varphi(\omega) = \arg K(j\omega) = \arctg \frac{\text{Im}}{\text{Re}} = \arctg(-\omega\tau) = -\arctg \omega\tau.$$

Фазовый сдвиг при изменении частоты изменяется от 0 до 90 эл. град., причем на частоте сопряжения $\omega = 1/\tau$ он равен 45 эл. град.

Переходная характеристика [17]

$$h(t) \div \frac{K(p)}{p \cdot K_0} = \frac{1}{p(1 + p\tau)}$$

имеет вид нарастающей экспоненты:

$$h(t) = 1 - e^{-t/\tau}.$$

Подставив в это уравнение значения $h(t_{0,1}) = 0,1$ и $h(t_{0,9}) = 0,9$, получим $t_{0,1} = \ln \frac{\tau}{0,9}$ и $t_{0,9} = \ln \frac{\tau}{0,1}$, что позволяет

записать соотношение для оценки времени нарастания фронта импульса в виде [18]:

$$t_{\phi} = t_{0,9} - t_{0,1} = \ln \frac{0,9}{0,1} \tau = 2,2 \tau.$$

Так как $\omega_{\text{в}} = 1/\tau$, можем записать $t_{\phi} = \frac{2,2}{\omega_{\text{в}}} = \frac{2,2}{2\pi f_{\text{в}}} = \frac{0,35}{f_{\text{в}}}.$

Если подставить в это выражение значение верхней граничной частоты в мегагерцах (МГц), получим время в микросекундах (мкс) нарастания фронта переходной характеристики

Операторный коэффициент передачи УПТ при введении ООС определяется выражением

$$K_{\text{ос}}(p) = \frac{K(p)}{1 - \gamma(p)K(p)} = \frac{\frac{K_0}{1 + p\tau}}{1 + \frac{K_0\gamma}{1 + p\tau}} = \frac{K_0}{1 + p\tau + K_0\gamma} = \frac{K_{\text{ос}}}{1 + p\tau_{\text{ос}}},$$

где $K_{\text{ос}} = \frac{K_0}{A}$ – коэффициент усиления с ООС в рабочем диапазоне частот;

$\tau_{\text{ос}} = \frac{\tau}{A}$ – эквивалентная постоянная времени усилителя с обратной связью;

$$A = 1 + K_0\gamma \text{ – глубина ООС.}$$

Анализ полученного выражения показывает, что, наряду с уменьшением коэффициента передачи в A раз пропорционально глубине обратной связи, уменьшилась постоянная времени. Во столько же раз расширяется полоса пропускания усилителя, уменьшается время нарастания фронта импульса, как и фазовые сдвиги небольшой величины (при $\omega\tau \ll 1$ $\varphi \approx -\omega\tau$).

6. ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ СХЕМЫ И МАЛОСИГНАЛЬНЫЕ ПАРАМЕТРЫ УСИЛИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ

6.1. Способы включения биполярного транзистора

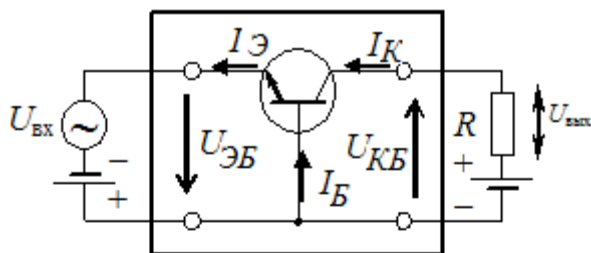
В схемах усилителей используется активный режим работы биполярных транзисторов, когда эмиттерный переход смещен в прямом, а коллекторный – в обратном направлении. Величины токов эмиттера, базы и коллектора зависят от напряжений, приложенных к электродам транзистора.

В зависимости от способа подключения источника входного сигнала $U_{вх}$, сопротивления нагрузки R и того, какой из электродов транзистора является для них общим, различают схемы включения транзистора с общей базой (ОБ), общим эмиттером (ОЭ) и общим коллектором (ОК). Схемы включения показаны на рис. 6.1 а, б, в, соответственно. На схемах указаны полярности напряжений источников питания, обеспечивающих работу n - p - n -транзистора в активном режиме.

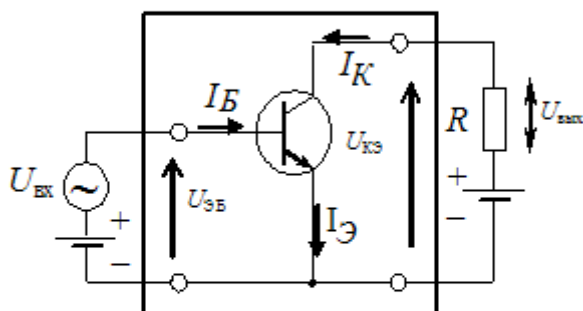
Зависимости токов электродов транзистора от приложенных напряжений отражаются статическими вольт-амперными характеристиками – входными и выходными. Рассмотрим поведение ВАХ на примере n - p - n -транзисторов [19].

6.2. Характеристики транзистора при включении с общей базой

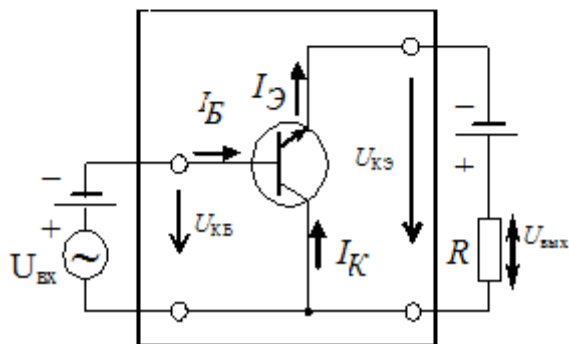
Входные ВАХ транзистора в схеме с общей базой – зависимость тока эмиттера $I_э$ от напряжения эмиттер-база $U_{эб}$ при различных напряжениях между коллектором и базой $U_{кб}$ – показаны на рис. 6.2 а. Эти характеристики по форме близки к соответствующей характеристике p - n -перехода. При увеличении напряжения $U_{кб}$ снижается энергетический барьер в эмиттерном переходе, усиливается инжекция электронов из области эмиттера в область базы, и тогда встречная инжекция дырок и ток эмиттера возрастают. Поэтому входные характеристики при больших напряжениях $U_{кб}$ смещены влево.



а – Схема с общей базой



б – Схема с общим эмиттером



в – Схема с общим коллектором

Рис. 6.1. Схемы включения транзистора

Выходные ВАХ транзистора в схеме с общей базой – зависимость тока коллектора I_K от напряжения $U_{КБ}$ при различных токах эмиттера – показаны на рис. 6.2 б. При положительном напряжении на коллекторе ток I_K слабо зависит

от $U_{КБ}$ и изменяется пропорционально изменению тока эмиттера $I_Э$. Однако при $I_Э = 0$ ток коллектора $I_{К0} \neq 0$. Его называют тепловым (обратным) током перехода база – коллектор.

При перемене полярности напряжения $U_{КБ}$ транзистор насыщается, ток коллектора перестает зависеть от тока эмиттера, уменьшается до нуля и уже при долях вольта меняет направление. Такая зависимость тока $I_К$ обусловлена тем, что в п-р-п-транзисторе при $U_{КБ} > 0$ через переход база – коллектор движутся только электроны, инжектируемые эмиттером в базу и попадающие на коллектор под влиянием поля коллекторного перехода. При смене полярности коллекторного напряжения появляется встречный поток носителей. Вследствие этого ток коллектора резко уменьшается.

Равенство $I_К = 0$ означает, что составляющая тока коллектора, обусловленная движением носителей заряда из области эмиттера, равна составляющей, обусловленной движением носителей заряда из области коллектора. Небольшое увеличение коллекторного и эмиттерного токов транзистора при увеличении напряжения коллектора $U_{КБ}$ обусловлено зависимостью эффективной толщины слоя базы от $U_{КБ}$. При увеличении обратного напряжения на коллекторном переходе толщина запирающего слоя увеличивается; примерно на столько же уменьшается эффективная толщина слоя базы, и всё большая часть электронов, инжектируемых эмиттером, попадает в ускоряющее поле коллекторного перехода.

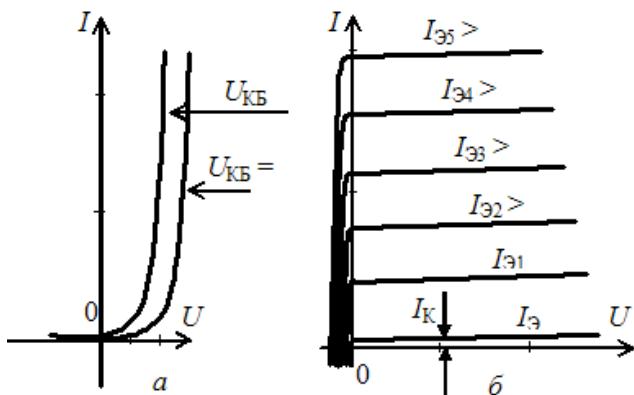


Рис. 6.2. ВАХ биполярного транзистора в схеме с общей базой

Токи транзистора, работающего в активном режиме, связаны между собой соотношениями:

$$I_{\text{Э}} = I_{\text{К}} + I_{\text{Б}}. \quad (6.1)$$

$$I_{\text{К}} = \alpha I_{\text{Э}}, \quad (6.2)$$

где α – статический коэффициент передачи тока эмиттера (α достигает 0,99, т. е. очень близок к единице).

6.3. Характеристики транзистора при включении с общим эмиттером

На рис. 6.3 а показаны входные характеристики биполярного транзистора в схеме с общим эмиттером – зависимость тока базы $I_{\text{Б}}$ от напряжения $U_{\text{БЭ}}$. При $U_{\text{КЭ}} < U_{\text{БЭ}}$ (обычно эта ВАХ приводится при $U_{\text{КЭ}} = 0$) транзистор переходит в режим насыщения, когда в прямом направлении смещены оба перехода, поэтому при том же напряжении $U_{\text{БЭ}}$ базовый ток увеличивается, так как через базу текут токи обоих переходов. При $U_{\text{КЭ}} > U_{\text{БЭ}}$ коллекторный переход смещен в обратном направлении, и напряжение на нем практически не влияет на прямой ток перехода база – эмиттер. Это позволяет для семейства входных ВАХ обходиться всего двумя характеристиками: $U_{\text{КЭ}} = 0$ или $U_{\text{КЭ}} = 1, 2$ или 5 вольтам. Выходные ВАХ биполярного транзистора в схеме с общим эмиттером показаны на рис. 6.3 б.

Общий характер этих зависимостей аналогичен характеру обратной ветви ВАХ диода, так как большая часть напряжения $U_{\text{КЭ}}$ падает на коллекторный переход, смещенный в обратном направлении. Однако, в отличие от выходных характеристик схемы с общей базой, выходные характеристики схемы ОЭ имеют значительно больший наклон, т. е. наблюдается большая зависимость выходного тока от выходного напряжения.

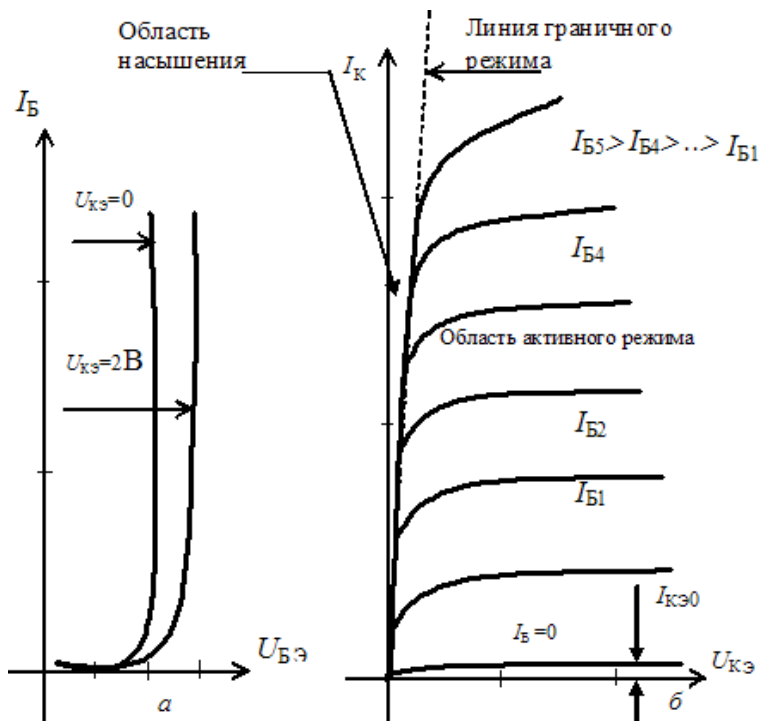


Рис. 6.3. ВАХ биполярного транзистора в схеме с общим эмиттером

Так как управляющим током в схеме с общим эмиттером является ток базы, уравнение (6.2), связывающее токи транзистора, удобно представить в виде:

$$I_K = \alpha I_{\Sigma} = \alpha (I_B + I_K). \quad (6.3)$$

Выразив из этого уравнения ток коллектора через ток базы, получим:

$$I_K = \beta I_B = \left(\frac{\alpha}{1 - \alpha} \right) \cdot I_B. \quad (6.4)$$

Здесь β – статический коэффициент передачи тока в схеме с общим эмиттером. Чем ближе коэффициент α к единице, тем больше коэффициент β . Типовые значения β составляют от нескольких десятков до ста и более показателей.

Характеристика при $I_B = 0$ выходит из начала координат и имеет вид обратной ветви ВАХ диода. Этот режим работы транзистора равнозначен его работе с оборванной базой. Условие $I_B = 0$ соответствует равенству нулю результирующего тока базы, складывающегося из тока источника ($U_{БЭ}$) и противоположного ему по направлению обратного ток перехода база – коллектор $I_{К0}$. При этом в транзисторе от коллектора к эмиттеру протекает ток $I_{КЭ0}$, называемый сквозным, который больше, чем $I_{К0}$:

$$I_{КЭ0} = I_{К0} + \beta I_{К0} = (\beta + 1)I_{К0}. \quad (6.5)$$

Это объясняется следующим: часть напряжения источника $U_{КЭ}$ приложена к эмиттерному переходу в прямом направлении, вследствие этого возрастает ток эмиттера и почти на столько же – ток коллектора. При высоких температурах и использовании германиевых транзисторов с высоким β обрыв базы в работающей схеме может привести к выходу транзистора из строя из-за чрезмерно большого сквозного тока.

Если $I_B > 0$, выходные характеристики расположены выше, чем при $I_B = 0$, и тем выше, чем больше ток I_B . На выходных характеристиках схемы с ОЭ четко видны две области. Справа от линии граничного режима – активная область, где эмиттерный переход смещен в прямом направлении, а коллекторный – в обратном. Слева от линии граничного режима находится область насыщения, где оба перехода смещены в прямом направлении. Необходимо обратить внимание на то, что в этой схеме напряжение на переходе коллектор – база равно разности напряжений коллектор – эмиттер и база – эмиттер, т. е. $U_{КБ} = U_{КЭ} - U_{БЭ}$, поэтому насыщение транзистора наступает при положительном напряжении $U_{КЭ}$.

6.4. Т-образная схема замещения транзистора при включении с общей базой

В электронных схемах на электроды транзистора подают постоянные питающие напряжения, задавая таким образом положение рабочей точки на его ВАХ. Если при этом на усилительный элемент поступает еще и переменное напряжение

– входной сигнал, то по отношению к этому сигналу транзистор ведет себя как активный четырехполюсник. При малых амплитудах сигнала этот четырехполюсник можно считать линейным и представить одной из линейных эквивалентных схем.

Все параметры рассматриваемых эквивалентных схем – дифференциальные, т. е. определены для приращений токов и напряжений. Обычно такие схемы называют малосигнальными схемами замещения усилительных элементов, подчеркивая этим, что они справедливы только для режима малого сигнала.

Исходя из принципа работы биполярного транзистора, можно построить физические эквивалентные схемы замещения. На рис. 6.4 показана эквивалентная Т-образная схема биполярного транзистора, включенного по схеме с общей базой (ОБ). В схеме имеются две базовые точки: точка Б, соответствующая внешнему выводу базы, и воображаемая точка Б₁, находящаяся внутри объемной области базы. Положительное направление тока эмиттера выбрано произвольно, поскольку знак приращения $i_э = \Delta I_э$ (приращения токов и напряжений обозначены строчными буквами) может быть любым.

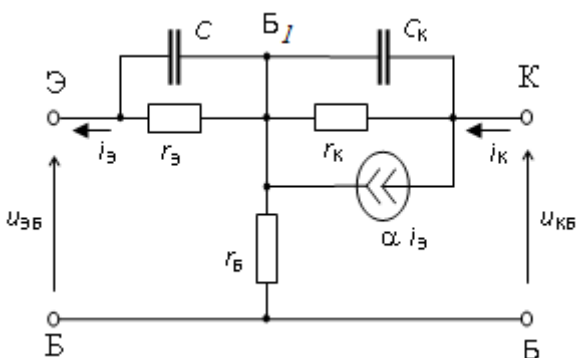


Рис. 6.4. Т-образная эквивалентная схема транзистора для схемы с ОБ

Дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода:

$$r_э = \frac{\varphi_T}{I_э} = \frac{26}{I_э}, \quad (6.6)$$

где $I_{\text{Э}}$ – постоянная составляющая тока эмиттера, мА; φ_{T} – температурный потенциал, при комнатной температуре примерно равный 26 мВ.

Другие параметры представленной схемы имеют следующий физический смысл:

- $r_{\text{Б}}$ – омическое сопротивление области базы (30...70 Ом для транзисторов малой и средней мощности, 5...30 Ом для транзисторов повышенной и высокой мощности);

$$r_{\text{К}} = \frac{k\sqrt{U_{\text{КБ}}}}{I_{\text{Э}}} = (1-3) \text{ Мом} \quad \text{– дифференциальное}$$

сопротивление коллекторного перехода;

- $C_{\text{Э}}$ – емкость эмиттерного перехода;

- $C_{\text{К}}$ – емкость коллекторного перехода.

6.5. Т-образная схема замещения транзистора при включении с общим эмиттером

Для биполярного транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, малосигнальная Т-образная эквивалентная схема имеет вид (рис. 6.5). У параметров схемы $r_{\text{Б}}$, $r_{\text{Э}}$, $C_{\text{Э}}$ – те же значения, что и в схеме с общей базой, а $C_{\text{К}}^*$ и $r_{\text{К}}^*$ изменяются. Сопротивление $r_{\text{К}}^* = r_{\text{К}} / (1 + \beta)$, емкость $C_{\text{К}}^* = C_{\text{К}} (1 + \beta)$. Это обусловлено тем, что управляющим током стал ток базы.

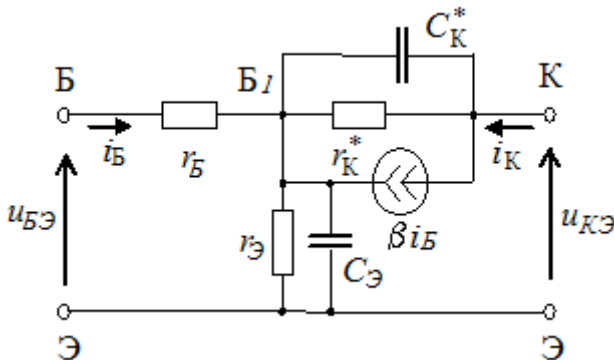


Рис. 6.5. Т-образная эквивалентная схема транзистора для схемы с ОЭ

В данном учебном пособии не сделано различий в обозначении интегральных и дифференциальных величин коэффициентов передачи токов базы и эмиттера. В первом приближении они равны, хотя более строго в расчетах по постоянному току надо использовать интегральные, а по переменному току – дифференциальные величины α и β [20].

Параметры любой из рассмотренных эквивалентных схем могут быть определены расчетным либо экспериментальным путем. Однако расчет не всегда обеспечивает требуемую точность, а эксперимент затруднен из-за недоступности для исследователя внутренней точки базы B_1 . Поэтому физические эквивалентные схемы часто заменяют более удобным на практике представлением транзистора в виде активного четырехполюсника.

6.6. H-параметры транзистора и их связь с параметрами физической эквивалентной схемы

При любой схеме включения транзистор может быть представлен в виде активного четырехполюсника (рис. 6.6 а), на входе которого действует напряжение u_1 и протекает ток i_1 , а на выходе – напряжение u_2 и ток i_2 . Для транзисторов чаще всего используются h-параметры. Система уравнений, показывающая связь напряжений и токов с h-параметрами, имеет вид:

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= h_{11}i_1 + h_{12}u_2, \\ i_2 &= h_{21}i_1 + h_{22}u_2. \end{aligned} \right\} \quad (6.7)$$

Физический смысл соответствующих коэффициентов следующий:

h_{11} – входное сопротивление при коротком замыкании на выходе;

h_{12} – коэффициент ОС по напряжению при холостом ходе на входе;

h_{21} – коэффициент передачи тока при коротком замыкании на выходе;

h_{22} – выходная проводимость при холостом ходе на входе.

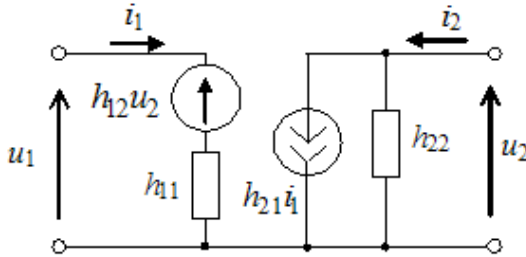


Рис. 6.6. Эквивалентная схема четырехполюсника в системе h -параметров

Схемы замещения с активным четырехполюсником справедливы, как и физические эквивалентные схемы, только для малых приращений токов и напряжений. Роль малых приращений могут играть малые гармонические токи и напряжения.

Для переменных токов и напряжений все входные и выходные величины, а следовательно, и h -параметры – величины комплексные, зависящие от частоты. Представление транзистора в виде активного четырехполюсника справедливо для любой схемы включения. В схемы с ОБ h -параметрам приписывают индекс Б: $h_{11Б}$, $h_{12Б}$, $h_{21Б}$ и $h_{22Б}$. В схемах с ОЭ h -параметры обозначаются через $h_{11Э}$, $h_{12Э}$, $h_{21Э}$ и $h_{22Э}$.

Значения одноименных h -параметров для различных схем включения различаются. Из сравнения физических эквивалентных схем транзистора и эквивалентных схем в h -параметрах можно найти соотношения для расчета h -параметров через параметры физических эквивалентных схем:

$$\begin{aligned}
 h_{11Б} &= r_{вхБ} = r_{\ominus} + r_{Б}(1 - \alpha), & h_{11Э} &= r_{вхЭ} = r_{Б} + r_{\ominus}(1 + \beta), \\
 h_{12Б} &\approx \frac{r_{Б}}{r_{К}}, & h_{12Э} &\approx \frac{r_{\ominus}(1 + \beta)}{r_{К}}, \\
 h_{21Б} &\approx \alpha, & h_{21Э} &\approx \beta, \\
 h_{22Б} &\approx \frac{1}{r_{К}}, & h_{22Э} &\approx \frac{1}{r_{К}^*} \approx \frac{(1 + \beta)}{r_{К}}. \quad (6.8)
 \end{aligned}$$

В практике приближенных расчетов часто пользуются упрощенными эквивалентными схемами, не учитывающими внутреннюю обратную связь по напряжению, полагая $h_{12Б} \approx 0$ и $h_{12Э} \approx 0$. Не учитывают обычно и влияние емкости эмиттерного перехода $C_Э$, так как она всегда зашунтирована низкоомным сопротивлением $r_Э$.

На высоких частотах учитывается зависимость от частоты коэффициентов передачи по току α и β :

$$\alpha(\omega) = \frac{\alpha}{\sqrt{1 + (\omega\tau_\alpha)^2}} \text{ и } \beta(\omega) = \frac{\beta}{\sqrt{1 + (\omega\tau_\beta)^2}},$$

где $\tau_\alpha = \frac{1}{2\pi f_\alpha}$ и $\tau_\beta = \frac{1}{2\pi f_\beta}$,

f_α – частота, на которой α падает на 3 дБ;

$f_\beta = \frac{f_\alpha}{1+\beta}$ – частота, на которой β падает на 3 дБ.

6.7. Определение h-параметров по характеристикам транзистора

Параметры эквивалентной схемы транзистора могут быть определены по его ВАХ. По выходным характеристикам транзистора можно определить выходное сопротивление транзистора r_K^* ($h_{22Э}$) и коэффициент передачи транзистора по току $h_{21Э}$ [21].

Для определения дифференциального выходного сопротивления транзистора в рабочей точке **1** (рис. 6.7) проведем касательную **AB** к соответствующей выходной характеристике через рабочую точку и определим ее наклон:

$$r_K^* = \frac{1}{h_{22Э}} = \frac{\Delta U_{КЭ}}{\Delta I_K} \bigg|_{I_B = I_{Б1}}. \quad (6.9)$$

По выходным характеристикам может быть также определен коэффициент передачи транзистора по току $h_{21Э}$ как

отношение приращения коллекторного тока к вызвавшему его изменению тока базы. Если ток коллектора транзистора в рабочей точке **1** равен I_{K1} при токе базы I_{B1} , то, поднявшись по линии $U_{КЭ}=U_0$, найдем координаты точки **2** при токе базы I_{B2} и определим $h_{21Э}$ как:

$$h_{21Э} = \frac{I_{K2} - I_{K1}}{I_{B2} - I_{B1}}. \quad (6.10)$$

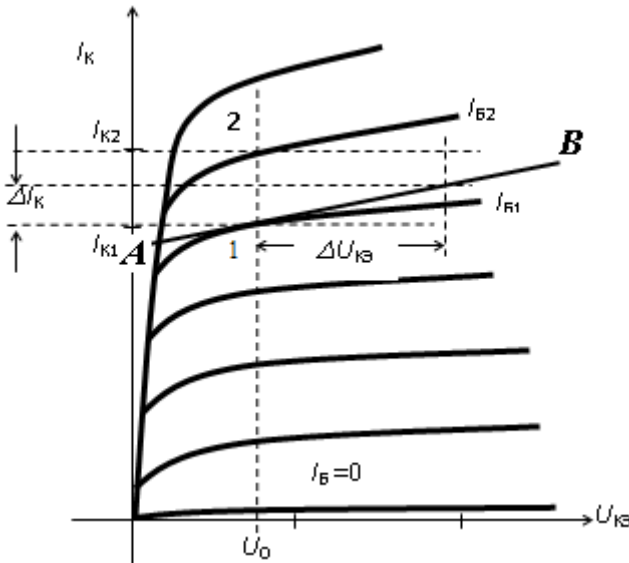


Рис. 6.7. Определение параметров транзистора по его выходным ВАХ

Аналогично по входным характеристикам может быть определено входное сопротивление транзистора (рис. 6.8). Для этого через рабочую точку **3** проводится касательная **CD** к входной характеристике и $h_{11Э}$ рассчитывается, исходя из наклона этой касательной:

$$h_{11Э} = \left. \frac{\Delta U_{БЭ}}{\Delta I_{Б}} \right|_{U_{КЭ} = U_0}. \quad (6.11)$$

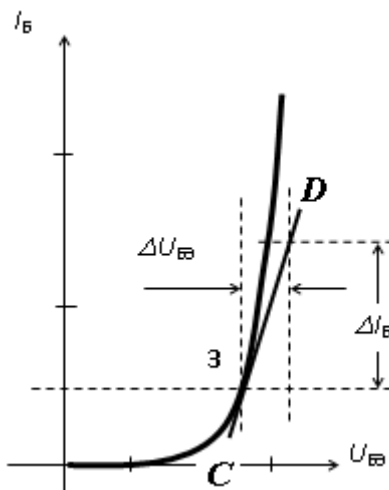


Рис. 6.8. Определение входного сопротивления транзистора по его входной характеристике

6.8. Типы полевых транзисторов

Полевыми, или униполярными транзисторами называются полупроводниковые приборы, в которых регулирование тока производится изменением проводимости проводящего канала с помощью электрического поля, перпендикулярного направлению тока. Ток полевого транзистора обусловлен потоком основных носителей, протекающих по приповерхностному слою полупроводника.

Электрод, из которого в канал входят основные носители заряда, называют **истоком**. Электрод, через который носители заряда уходят из канала, называют **стоком**, управляющий электрод – **затвором**.

От значения напряжения, приложенного между затвором и истоком, зависит проводимость канала, следовательно, и сила тока в нем.

Полевые транзисторы бывают двух типов: с управляющим р-п-переходом и с металлическим затвором, изолированным от

канала диэлектриком из двуокиси кремния SiO_2 . Последние чаще всего называются МОП (металл – окисел – полупроводник) или МДП-транзисторами (металл – диэлектрик – полупроводник).

В МОП-транзисторах электроды стока и истока располагаются по обе стороны затвора и имеют контакт с полупроводниковым каналом, который может быть обеднен носителями заряда или обогащен ими. При обедненном канале электрическое поле затвора повышает его проводимость, поэтому канал называется *индуцированным*. Если канал обогащен носителями зарядов, то он называется *встроенным*. Электрическое поле затвора в этом случае приводит к обеднению канала носителями зарядов [22].

Проводимость канала может быть электронной или дырочной. Если канал имеет электронную проводимость, то он называется *n-каналом*. Каналы с дырочной проводимостью называются *p-каналами*. Таким образом, под общим понятием «полевой транзистор» скрываются шесть разных видов транзисторов: полевые транзисторы с управляющим р-п-переходом с каналами n-типа и р-типа и четыре типа транзисторов с изолированным затвором – с каналами n-типа и р-типа, каждый из которых может иметь индуцированный или встроенный канал.

Условные графические обозначения (УГО) этих типов транзисторов (рис. 6.9) содержат максимальную информацию об их устройстве. Канал транзистора изображается вертикальной штриховой или сплошной линией. Штриховая линия обозначает индуцированный канал, а сплошная – встроенный. Исток и сток действуют как невыпрямляющие контакты, поэтому изображаются под прямым углом к каналу. Подложка изображается как электрод со стрелкой, направление которой указывает тип проводимости канала. Затвор изображается вертикальной линией, параллельной каналу, причем вывод затвора обращен к электроду истока.

	Полевой транзистор с управляющим p - n -переходом с каналом n -типа
	Полевой транзистор с управляющим p - n -переходом с каналом p -типа
	Полевой транзистор с изолированным затвором со встроенным каналом n -типа
	Полевой транзистор с изолированным затвором со встроенным каналом p -типа
	Полевой транзистор с изолированным затвором с индуцированным каналом n -типа
	Полевой транзистор с изолированным затвором с индуцированным каналом p -типа

6.9. Характеристики и малосигнальные параметры полевых транзисторов

Стандартный набор ВАХ полевых транзисторов отличается от набора ВАХ биполярных транзисторов, прежде всего потому, что у полевых транзисторов отсутствуют входные токи, а значит, и входные характеристики. Обычно для полевых транзисторов приводятся проходные (передаточные) характеристики – зависимость тока стока от напряжения между затвором и истоком при постоянном напряжении $U_{си}$ и семейство выходных характеристик – зависимость тока стока от напряжения между стоком и истоком при различных напряжениях между затвором и истоком.

Рассмотрим (рис. 6.10) некоторые особенности передаточных характеристик полевых транзисторов с каналом n -типа. Все эти характеристики расположены в верхней половине графика и, следовательно, имеют положительный ток стока I_C , что соответствует положительному напряжению между стоком и истоком $U_{си}$.

Характеристика полевого транзистора с управляющим р-п-переходом при нулевом напряжении на затворе имеет максимальное значение тока, которое называется *начальным* $I_{Cнач}$.

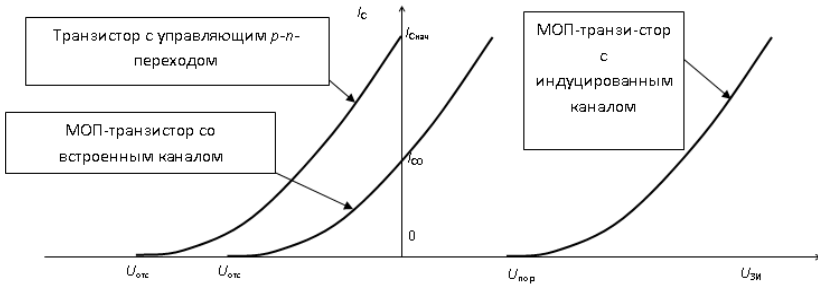


Рис. 6.10. Передаточные характеристики полевых транзисторов

С увеличением запирающего напряжения ток стока уменьшается и при напряжении отсечки $U_{отс}$ становится близким к нулю. Проходные характеристики нелинейны и описываются выражением

$$I_C = I_{Cнач} \left(1 - \frac{U_{ЗИ}}{U_{отс}} \right)^2. \quad (6.12)$$

Характеристика полевого транзистора с индуцированным каналом при нулевом напряжении на затворе имеет нулевой ток. Появление тока стока в таких транзисторах происходит при напряжении на затворе больше порогового значения $U_{пор}$. Увеличение напряжения на затворе ($U_{ЗИ} > U_{пор}$) приводит к возрастанию тока стока.

Характеристика МОП-транзистора со встроенным каналом при нулевом напряжении на затворе имеет начальное значение тока I_{C0} . Такие транзисторы могут работать как в режиме обогащения, так и в режиме обеднения. При увеличении напряжения на затворе канал обогащается, и ток стока растет, а при уменьшении напряжения на затворе канал обедняется, и ток стока снижается.

Характеристики транзисторов с каналом р-типа имеют такой же вид. Различие лишь в полярности напряжений, прикладываемых к затвору и стоку. Для п-канала напряжения положительные, для р-канала – отрицательные.

Выходные характеристики рассмотрим на примере полевого транзистора с управляющим р-п-переходом с каналом п-типа (рис. 6.11). На ВАХ можно выделить две области: линейную $U_{СИ} < U_{отс} - |U_{ЗИ}|$ и насыщения $U_{СИ} > U_{отс} - |U_{ЗИ}|$.

В линейной области ВАХ, вплоть до точки перегиба, представляют собой прямые линии, наклон которых зависит от напряжения на затворе.

В области насыщения ВАХ идут практически горизонтально, что позволяет говорить о независимости тока стока от напряжения на стоке.

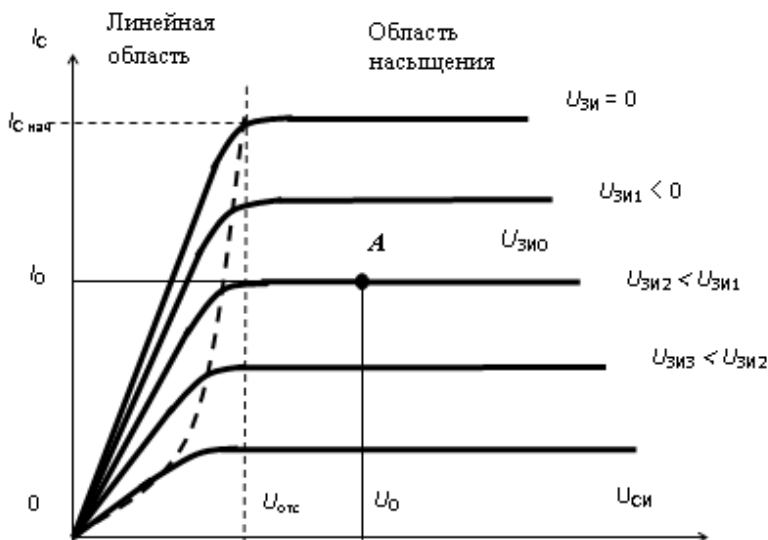


Рис. 6.11. Выходные ВАХ полевого транзистора с управляющим р-п-переходом с каналом п-типа

Резкое различие ВАХ в различных областях определяет и двоякое применение полевых транзисторов. В линейной области полевой транзистор используется как сопротивление, управляемое напряжением на затворе.

При $U_{зи} = 0$ сопротивление канала сток – исток минимально. Для мощных МОП-транзисторов это сопротивление может быть очень малым (единицы – доли Ом). При $U_{зи} = U_{отс}$ сопротивление канала сток – исток стремится к бесконечности.

В усилительном режиме полевой транзистор работает при небольшом отрицательном смещении на затворе относительно истока. Используется пологая область характеристик, на которой ток стока почти не меняется при изменении напряжения $U_{си}$.

Рабочая точка А, соответствующая исходному режиму транзистора до подачи на затвор управляющего сигнала, характеризуется тремя координатами:

$$A (I_C=I_0, U_{си}=U_0, U_{зи}=U_{зи0}).$$

Малые приращения тока стока в окрестности рабочей точки определим как полный дифференциал функции двух переменных $I_C=f(U_{си}, U_{зи})$:

$$dI_C = \frac{\partial I_C}{\partial U_{зи}} dU_{зи} + \frac{\partial I_C}{\partial U_{си}} dU_{си}. \quad (6.13)$$

Приращения переменных в дальнейшем будем обозначать малыми (строчными) буквами, подразумевая под ними переменные составляющие токов и напряжений в выбранной рабочей точке. Частные производные характеризуют малосигнальные параметры усилительных элементов.

С учетом этих замечаний выражение (6.13) можно переписать в виде

$$i_C = S u_{зи} - \frac{u_{си}}{R_i}, \quad (6.14)$$

где $S = \frac{\partial I_C}{\partial U_{зи}} = \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{зи}} \bigg|_{U_C=U_0}$ – крутизна характеристики;

$$R_i = \left. \frac{\partial U_{си}}{\partial I_c} = \frac{\Delta U_{си}}{\Delta I_c} \right|_{U_{зи} = U_{зи_0}} \quad - \text{внутреннее сопротивление.}$$

Знак «минус» учитывает то, что с ростом тока стока напряжение $U_{си}$ всегда уменьшается, и приращения i_c и $u_{си}$ противофазны.

Записав выражение (6.14) относительно $u_{си}$, получим

$$u_{си} = SR_i u_{зи} - i_c R_i = \mu u_{зи} - i_c R_i, \quad (6.15)$$

$$\text{где } \mu = \left. \frac{\partial U_{си}}{\partial U_{зи}} = \frac{\Delta U_{си}}{\Delta U_{зи}} \right|_{I_c = I_0} \quad - \text{статический коэффициент}$$

усиления по напряжению.

6.10. Эквивалентные схемы замещения полевых транзисторов

Соотношениям (6.14) и (6.15) соответствуют эквивалентные схемы выходной цепи транзистора в виде генератора тока (рис. 6.12 а) и генератора напряжения (рис. 6.12 б). На высоких частотах в эквивалентной схеме полевого транзистора учитывают межэлектродные емкости $C_{зи}$, $C_{зс}$, $C_{си}$ (показаны пунктиром на рис. 6.12 а). Крутизна характеристики – величина непостоянная. С ростом отрицательного смещения на затворе полевого транзистора с управляющим р-п-переходом крутизна уменьшается, в чем можно убедиться, продифференцировав выражение (6.12):

$$S = \frac{dI_c}{dU_{зи}} = \frac{2I_{снач}}{U_{отс}} \left(1 - \frac{U_{зи}}{U_{отс}} \right). \quad (6.16)$$

Увеличение удельного сопротивления канала при росте температуры ведет к уменьшению тока стока. С другой стороны, с ростом температуры уменьшается запирающее напряжение на р-п-переходе (примерно на 2 мВ/К), что приводит к увеличению тока стока. При правильном выборе рабочей точки ток стока остается почти постоянным в широком диапазоне температур.

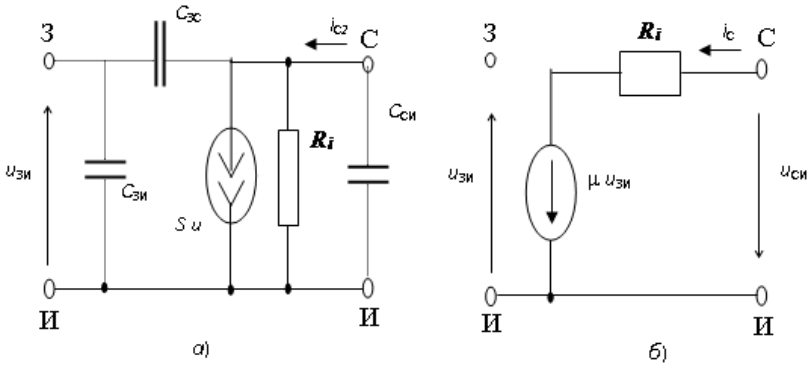


Рис. 6.12. Малосигнальные эквивалентные схемы полевого транзистора

Рабочую точку, в которой изменение тока стока с изменением температуры имеет минимальное значение, называют *термостабильной точкой*. Ее ориентировочное положение можно найти из уравнения

$$U_{зи1} = U_{отс} - 0,63 \text{ В.} \quad (6.17)$$

При больших $U_{отс}$ крутизна характеристики в термостабильной точке невелика и от транзистора можно получить значительно меньший коэффициент усиления, чем при работе с малым напряжением $U_{зи}$.

В усилительном каскаде полевой транзистор можно включить по схемам с общим истоком, общим стоком и общим затвором. Основное достоинство усилителей на полевых транзисторах – возможность получения большого входного сопротивления, так как для их работы не требуются входные токи.

7. УСИЛИТЕЛЬНЫЙ КАСКАД С ОБЩИМ ЭМИТТЕРОМ

7.1. Принцип работы и назначение элементов простейшего каскада УНЧ по схеме с общим эмиттером

Из простейшей схемы УНЧ на биполярном транзисторе (рис. 7.1) следует, что с помощью резистора в цепи базы эмиттерный переход смещается в прямом направлении, и на нем устанавливается напряжение $U_{ЭБ}$, примерно равное 0,3 В для германиевого транзистора и 0,7 В – для кремниевового. В цепи базы протекает ток $I_B = \frac{E - U_{ЭБ}}{R_B}$.

Коллекторный переход смещен в обратном направлении. В цепи коллектора протекает значительно больший ток $I_K = \beta I_B$. В цепи эмиттера протекает ток $I_Э = I_K + I_B$, примерно равный току I_K . Эмиттер является общим электродом для входной и выходной цепей. Поэтому рассматриваемый каскад выполнен по схеме с общим эмиттером (ОЭ).

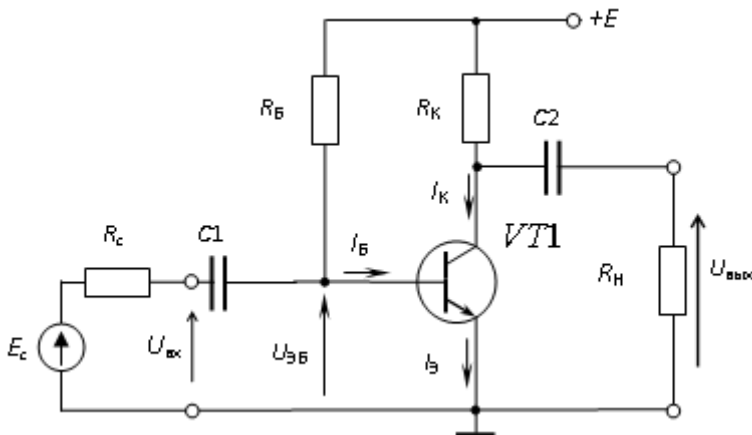


Рис. 7.1. Схема каскада с общим эмиттером

Резисторы R_B и R_K задают рабочую точку А транзистора (точка покоя) по постоянному току. Ее положение не изменяется при подключении (через разделительные конденсаторы $C1$ и $C2$)

источника входного сигнала и нагрузки. Эти конденсаторы не пропускают постоянную составляющую, но имеют очень малое сопротивление на частоте полезного сигнала.

Переменная составляющая входного напряжения $u_{вх}(t)$ подается через разделительный конденсатор $C1$ и вызывает изменения тока базы транзистора $VT1$ $i_B(t)$, которые можно определить по входной характеристике транзистора (рис. 7.2).

Изменение тока базы приводит к пропорциональному изменению тока в коллекторной цепи. Для его преобразования в соответствующие изменения выходного напряжения поставлен резистор R_K .

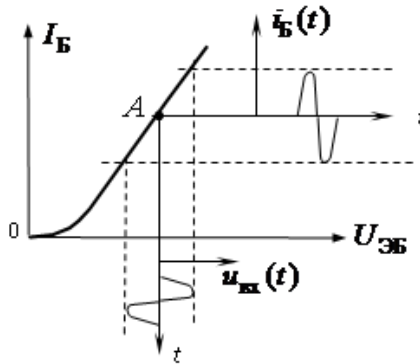


Рис. 7.2. Рабочая точка на входной характеристике транзистора

7.2. Нагрузочные прямые постоянного и переменного тока

На выходных характеристиках транзистора точка покоя A , соответствующая выбранному значению тока базы I_{B0} , лежит на нагрузочной прямой постоянного тока (рис. 7.3). Ее координаты обозначены как I_0 и U_0 . **Нагрузочная прямая постоянного тока** проходит через точку E на оси абсцисс и точку E / R_K на оси ординат в соответствии с уравнением второго закона Кирхгофа для коллекторной цепи [23]:

$$E = U_{КЭ} + R_K I_K. \quad (7.1)$$

Наклон нагрузочной прямой постоянного тока определяется сопротивлением выходной цепи постоянному току $R_{\Sigma} = R_K$.

В общем случае оно включает все сопротивления, последовательно подключенные в выходной цепи транзистора к источнику питания.

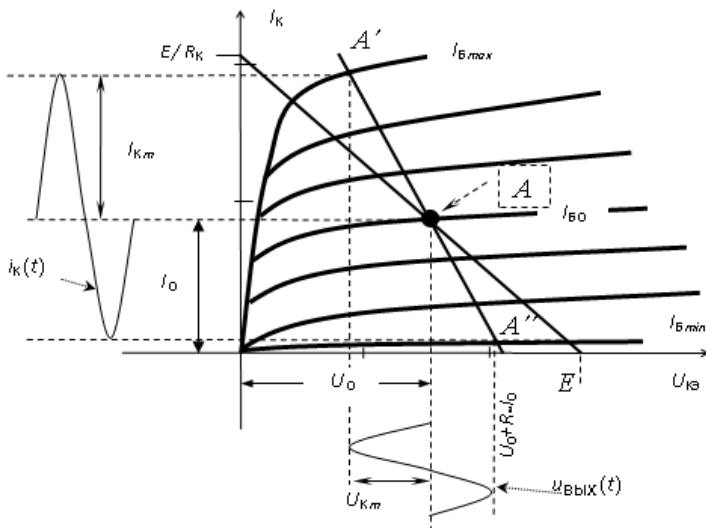


Рис. 7.3. Нагрузочные прямые постоянного и переменного тока

Через разделительный конденсатор $C2$ к коллектору подключена нагрузка R_H , в которую передается часть переменной составляющей коллекторного тока. Другая часть ответвляется в резистор R_K ($i_K(t) = i_H(t) + i_{R_K}(t)$). Следовательно, для переменной составляющей коллекторного тока резисторы R_K и R_H соединены параллельно. Их параллельное соединение называют *сопротивлением выходной цепи переменному току*:

$$R_{\sim} = R_K \parallel R_H. \quad (7.2)$$

При передаче сигнала мгновенные значения тока и напряжения в коллекторной цепи транзистора определяются соотношениями

$$I_K = I_0 + i_K(t). \quad (7.3)$$

$$U_{\text{кэ}} = U_0 + u_{\text{вых}}(t). \quad (7.4)$$

Причем переменные составляющие связаны уравнением

$$u_{\text{вых}}(t) = -R_{\text{к}} i_{\text{к}}(t). \quad (7.5)$$

Знак «минус» подчеркивает тот факт, что с ростом коллекторного тока напряжение на транзисторе (вследствие увеличения падения напряжения на резисторе $R_{\text{к}}$) уменьшается. Знак «минус» говорит о свойстве каскада с общим эмиттером инvertировать фазу входного сигнала при усилении.

Подставив в уравнение (7.5) значения переменных составляющих коллекторного тока и напряжения из (7.3) и (7.4), получим уравнение нагрузочной прямой переменного тока:

$$U_{\text{кэ}} - U_0 = -R_{\text{к}}(I_{\text{к}} - I_0). \quad (7.6)$$

Данная прямая (см. рис. 7.3) проходит через точку покоя $A(I_0, U_0)$ и точку на оси абсцисс с координатой $U_{\text{кэ}} = U_0 + I_0 R_{\text{к}}$. По ней совершает колебания рабочая точка под действием сигнала, причем A' и A'' определяют амплитуды переменных составляющих $i_{\text{к}}(t)$ и $u_{\text{вых}}(t)$ для заданной амплитуды изменения базового тока $i_{\text{б}}(t)$.

Путем рассмотренных графических построений легко определяется коэффициент усиления по напряжению при работе каскада в режиме большого сигнала.

7.3. Анализ каскада в области средних частот

Для режима малого сигнала расчет проводят аналитическим путем с использованием эквивалентных схем. С целью упрощения анализа выделяют на АЧХ области нижних, средних и верхних частот и проводят отдельно анализ каждой частотной области.

При построении эквивалентной схемы усилительного каскада в области средних частот рабочего диапазона закорачиваются источник постоянного напряжения E ,

конденсаторы $C1$ и $C2$, транзистор заменяется его эквивалентной схемой для средних частот (не учитываются емкости переходов и зависимость β от частоты). В схеме (рис. 7.4) транзистор заменен приближенной схемой замещения с использованием h -параметров для схемы включения с ОЭ, выделенной пунктирной линией.

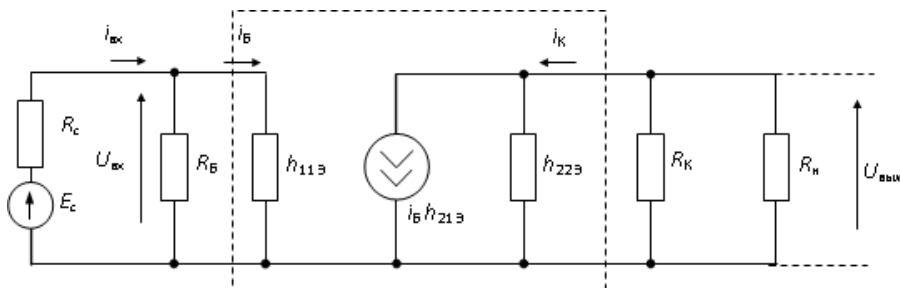


Рис. 7.4. Эквивалентная схема каскада с ОЭ для области средних частот

Входное сопротивление каскада (*смотрим на входную цепь каскада со стороны источника сигнала*):

$$R_{\text{вх}} = R_b \parallel h_{11э} \approx h_{11э} \quad (7.7)$$

Выходное сопротивление каскада (*смотрим на выходную цепь каскада со стороны нагрузки*):

$$R_{\text{вых}} = R_k \parallel \frac{1}{h_{22э}} \approx R_k \quad (7.8)$$

Коэффициент усиления по напряжению:

$$K_U = K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{-h_{21э} i_b R_{\text{экв}}}{h_{11э} i_b} \approx \frac{-h_{21э} R_{\sim}}{h_{11э}} \quad (7.9)$$

где $R_{\text{экв}} = R_n \parallel R_k \parallel \frac{1}{h_{22э}} \approx R_n \parallel R_k = R_{\sim}$

Знак «минус» говорит о том, что каскад с ОЭ инвертирует фазу входного сигнала.

Коэффициент усиления каскада по току:

$$K_I = \frac{i_{\text{ВЫХ}}}{i_{\text{ВХ}}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}/R_{\text{H}}}{U_{\text{ВХ}}/R_{\text{ВХ}}} = \frac{K_U R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{H}}}. \quad (7.10)$$

Сквозной коэффициент усиления:

$$K_e = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{E_c} = \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_c + R_{\text{ВХ}}} \cdot K_U. \quad (7.11)$$

Каскад с ОЭ дает усиление и по напряжению, и по току, обеспечивая значительное усиление сигнала по мощности $K_P = K_U \cdot K_I$.

7.4. Анализ каскада в области нижних частот

На нижних частотах возрастает сопротивление разделительных конденсаторов С1 и С2 (их уже нельзя считать закороченными, как на средних частотах), вследствие чего образуются делители напряжения во входной и выходной цепях усилительного каскада. Уменьшается коэффициент передачи входной цепи, не все сформированное на коллекторе напряжение сигнала доходит до нагрузки. Чем больше емкости разделительных конденсаторов, тем меньше коэффициент частотных искажений на низких частотах, но растут стоимость и габариты конденсаторов.

При усилении прямоугольных импульсов от величины емкости разделительных конденсаторов зависит величина спада вершины импульса. Анализ каскада в области нижних частот преследует цель получить расчетные соотношения для выбора емкостей разделительных конденсаторов по допустимой величине коэффициента частотных искажений M_n на нижней граничной частоте f_n – для усилителей гармонических сигналов или по допустимой величине относительного спада вершины Δ импульса длительностью $t_{\text{и}}$ – для усилителей импульсных сигналов.

Оценим влияние разделительного конденсатора $C1$, воспользовавшись эквивалентной схемой входной цепи усилительного каскада для области нижних частот (рис. 7.5).

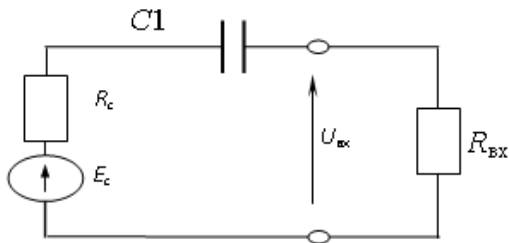


Рис. 7.5. Эквивалентная схема входной цепи каскада

Полное сопротивление контура:

$$Z(p) = R_c + R_{вх} + \frac{1}{pC1} = (R_c + R_{вх}) \left(1 + \frac{1}{p\tau_1} \right),$$

где $\tau_1 = C1(R_c + R_{вх})$ – постоянная времени входной цепи на нижних частотах.

Коэффициент передачи входной цепи каскада:

$$K_{вх}(p) = \frac{U_{вх}(p)}{E_c} = \frac{R_{вх}}{Z(p)} = \frac{K_{вх}}{1 + \frac{1}{p\tau_1}}. \quad (7.12)$$

По операторному выражению (7.12) можно записать соотношения для оценки вносимых конденсатором $C1$ частотных и фазовых искажений:

$$M_{C1}(\omega) = \frac{K_{вх}}{K_{вх}(\omega)} = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega\tau_1} \right)^2}, \quad (7.13)$$

$$\varphi_1(\omega) = \arg K_{вх}(j\omega) = \arctg \frac{1}{\omega\tau_1}, \quad (7.14)$$

а также построить переходную характеристику входной цепи каскада для области больших времен (рис. 7.6):

$$h(t) \div \frac{K_{\text{вх}}(p)}{pK_{\text{вх}}} \text{ или } h(t) = e^{-t/\tau_1}. \quad (7.15)$$

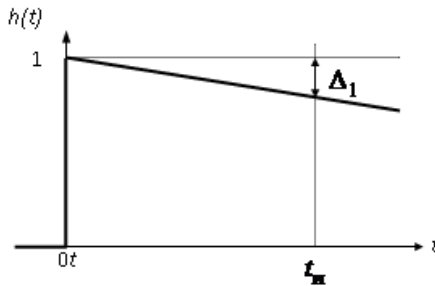


Рис. 7.6. Переходная характеристика входной цепи каскада

Относительный спад вершины импульса длительностью $t_{\text{и}}$ за счет заряда разделительного конденсатора С1 определяется соотношением:

$$\Delta_1 = 1 - h(t_{\text{и}}) = 1 - e^{-\frac{t_{\text{и}}}{\tau_1}}. \quad (7.16)$$

Разложив экспоненту в ряд Маклорена и заменяя (при $t_{\text{и}} \ll \tau_1$) начальный участок экспоненты прямой линией, получим:

$$\Delta_1 = 1 - \left(1 - \frac{t_{\text{и}}}{\tau_1} + \frac{t_{\text{и}}^2}{2\tau_1^2} - \dots \right) \approx \frac{t_{\text{и}}}{\tau_1}. \quad (7.17)$$

По допустимой величине частотных искажений $M_{\text{С1}}$ на нижней рабочей частоте $f_{\text{н}}$ емкость конденсатора С1 может быть выбрана из соотношения (7.13):

$$C1 \geq \frac{1}{2\pi f_{\text{н}} (R_{\text{с}} + R_{\text{вх}}) \sqrt{M_{\text{С1}}^2 - 1}}. \quad (7.18)$$

Значение $M_{\text{С1}}$ в выражение (7.18) надо подставлять в относительных единицах (*не в децибелах*). После расчета емкость конденсатора округляется (*в большую сторону*) до ближайшего стандартного номинала.

При расчете линейных импульсных усилителей емкость разделительного конденсатора $C1$ выбирают по допустимой величине относительного спада вершины импульса из соотношения (7.17):

$$C1 \geq \frac{t_{\text{и}}}{\Delta_1(R_c + R_{\text{вх}})}. \quad (7.19)$$

Заметим, что наличие конденсатора $C1$ добавило в знаменатель передаточной функции сомножитель $\left(1 + \frac{1}{p\tau_1}\right)$.

По аналогии с этим анализ эквивалентной схемы выходной цепи каскада для области нижних частот (рис. 7.7) позволяет получить передаточную функцию коэффициента усиления по напряжению в виде:

$$K_{\text{н}}(p) = \frac{K_0}{1 + \frac{1}{p\tau_2}}, \quad (7.20)$$

где $\tau_2 = C2(R_{\text{н}} + R_{\text{вых}})$ – постоянная времени выходной цепи каскада на нижних частотах.

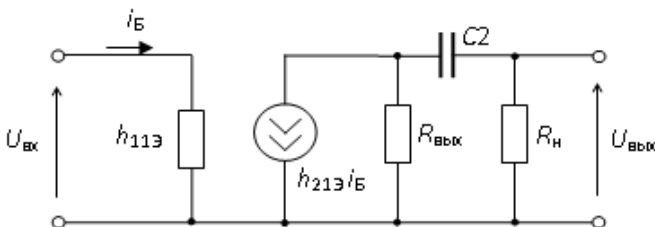


Рис. 7.7. Эквивалентная схема выходной цепи каскада для диапазона нижних частот

Подобно соотношениям (7.18) и (7.19), можно записать выражения для расчета емкости разделительного конденсатора $C2$ по допустимой величине частотных искажений M_{C2} на нижней частоте $f_{\text{н}}$ или по допустимому спаду импульса длительностью $t_{\text{и}}$:

$$C2 \geq \frac{1}{2\pi f_H (R_{\text{вых}} + R_H) \sqrt{M_{C2}^2 - 1}} = \frac{t_H}{\Delta_2 (R_{\text{вых}} + R_H)}. \quad (7.21)$$

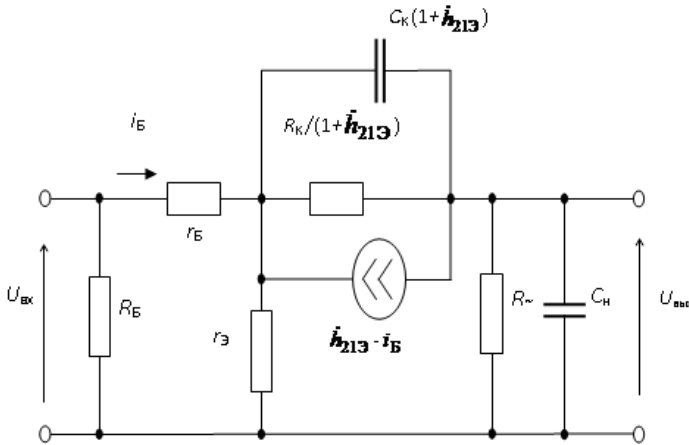


Рис. 7.8. Эквивалентная схема каскада с ОЭ для области верхних частот

7.5. Анализ каскада в области верхних частот

В области верхних частот учитывают влияние емкости коллекторного перехода C_K и инерционность процесса рекомбинации неосновных носителей, отражаемую комплексным коэффициентом передачи тока базы:

$$\dot{h}_{21э} = \frac{\beta}{1 + j\omega \tau_\beta}.$$

Анализ эквивалентной схемы каскада для области верхних частот (рис. 7.8) приводит в первом приближении к передаточной функции коэффициента усиления по напряжению в виде:

$$K_v(p) = \frac{K_0}{1 + p\tau_v}, \quad (7.22)$$

где $\tau_{\text{в}} = \tau_{\text{б}} + [C_{\text{н}} + C_{\text{к}}(1 + h_{21\text{Э}})]R_{\sim}$ – постоянная времени каскада в области верхних частот (*первое слагаемое учитывает инерционность переноса носителей заряда в транзисторе, второе – влияние емкостей коллекторного перехода и нагрузки*).

Рассчитав постоянную времени $\tau_{\text{в}}$, можно оценить частотные и фазовые искажения на верхних частотах (*в том числе и на верхней граничной частоте $\omega_{\text{в}} = 2\pi f_{\text{в}}$*), а также время нарастания фронта импульса на выходе каскада по формулам:

$$M_{\text{в}}(\omega) = \sqrt{1 + (\omega\tau_{\text{в}})^2}, \quad \varphi_{\text{в}}(\omega) = -\arctg \omega\tau_{\text{в}}, \quad t_{\text{ф}} = 2,2\tau_{\text{в}}. \quad (7.23)$$

7.6. Результирующие характеристики каскада

Объединяя результаты анализа в различных диапазонах частот, можно записать выражение для передаточной функции сквозного коэффициента усиления в виде:

$$K_e(p) = K_{\text{вх}}(p)K_U(p) = \frac{K_{\text{вх}}K_0}{\left(1 + \frac{1}{p\tau_1}\right)\left(1 + \frac{1}{p\tau_2}\right)(1 + p\tau_{\text{в}})}. \quad (7.24)$$

Амплитудно-частотная характеристика $K_e(\omega)$ определится выражением:

$$K_e(\omega) = \frac{K_e}{M_{C1}(\omega) \cdot M_{C2}(\omega) \cdot M_{\text{в}}(\omega)}. \quad (7.25)$$

$$\text{где } M_{C1}(\omega) = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega\tau_1}\right)^2}; \quad M_{C2}(\omega) = \frac{K_{\text{вх}}}{K_{\text{вх}}(\omega)} = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega\tau_2}\right)^2};$$

$$M_{\text{в}}(\omega) = \sqrt{1 + (\omega\tau_{\text{в}})^2}.$$

Фазочастотная характеристика каскада:

$$\varphi(\omega) = \arctg \frac{1}{\omega\tau_1} + \arctg \frac{1}{\omega\tau_2} - \arctg \omega\tau_v.$$

Характерные искажения прямоугольного импульса длительностью $t_{\text{и}}$ при усилении его каскадом с ОЭ показаны на рис. 7.9.

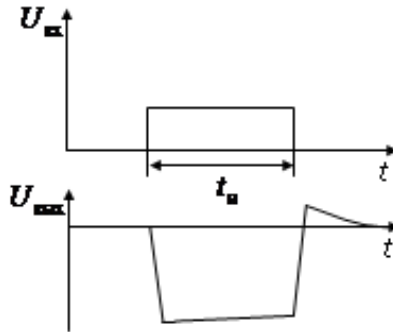


Рис. 7.9. Искажения импульсного сигнала каскадом с ОЭ

Время нарастания фронта импульса определяется соотношением:

$$t_{\phi} = 2,2\tau_v. \quad (7.26)$$

Относительный спад вершины импульса:

$$\Delta = \frac{t_{\text{и}}}{\tau_1} + \frac{t_{\text{и}}}{\tau_2}. \quad (7.27)$$

Существенным недостатком биполярных транзисторов является зависимость их параметров от температуры. При повышении температуры происходит смещение точки покоя А вверх по нагрузочной прямой постоянного тока (см. рис. 7.3).

8. ТЕМПЕРАТУРНАЯ СТАБИЛИЗАЦИЯ РЕЖИМА РАБОТЫ БИПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРА

8.1. Цепи смещения с фиксированным током базы и фиксированным током эмиттера

Цепи, задающие режим работы транзистора по постоянному току, более коротко называют *цепями смещения*. В усилительном режиме эмиттерный переход биполярного транзистора необходимо сместить в прямом, а коллекторный переход – в обратном направлении. В рассмотренной нами схеме усилительного каскада с ОЭ рабочую точку задает цепь смещения с фиксированным током базы. Действительно (см. рис. 8.1):

$$I_B = \frac{E - U_{ЭБ}}{R_B} \approx \text{const}.$$

При питании от двух источников, как для каскада по схеме с общей базой, (рис. 8.1), фиксируется эмиттерный ток:

$$I_E = \frac{E_E - U_{ЭБ}}{R_E} \approx \text{const}.$$

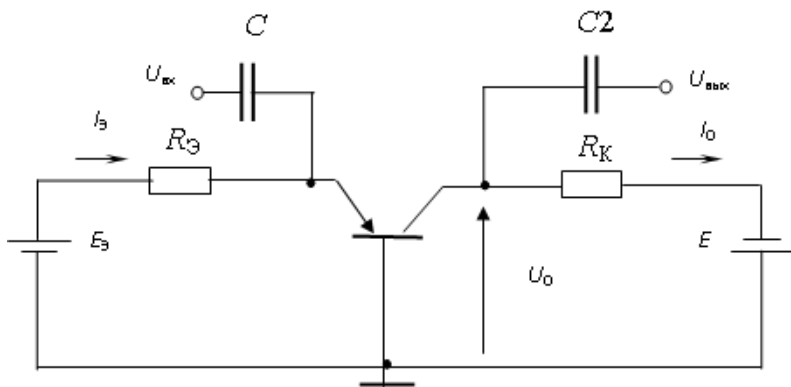


Рис. 8.1. Каскад с ОБ при питании от двух источников постоянного напряжения

Он почти полностью повторяется в коллекторной цепи ($I_0 \approx I_{\ominus}$) и задает напряжение на коллекторном переходе $U_{\text{кб}} = E - I_0 R_{\text{к}} = U_0$.

Схема с фиксированным током эмиттера (как будет показано несколько позднее) отличается хорошей температурной стабильностью режима работы, в то время, как в схеме с фиксированным током базы рабочая точка смещается вверх по нагрузочной прямой постоянного тока с ростом температуры, и возможен выход ее за пределы линейного участка в область насыщения. Поэтому при проектировании усилительных каскадов на биполярных транзисторах необходимо оценивать температурную нестабильность тока в рабочей точке и принимать меры, обеспечивающие необходимую стабильность ее координат.

Увеличение температуры приводит к смещению входных характеристик транзистора влево на величину $\Delta U_{\text{T}} \approx 2\Delta T$ мВ, а выходных характеристик – вверх на величину (рис. 8.2) $\Delta I_{\text{T}} \approx \Delta I_{\text{к0}} + \Delta \alpha \cdot I_{\ominus}$, где ΔT – диапазон изменения температуры (град.)

Температурное изменение обратного тока коллектора $\Delta I_{\text{к0}}$ для кремниевого транзистора можно не учитывать ввиду его малости. Для германиевых транзисторов обратный ток коллекторного перехода удваивается при нагревании на каждые 10°C .

Температурное изменение коэффициента передачи тока эмиттера $\Delta \alpha$ можно ориентировочно оценить по формуле $\Delta \alpha = 5 \cdot 10^{-4} \cdot \Delta T$, а ток эмиттера принять равным I_0 .

Коллекторный ток транзисторного усилительного каскада изменяется за счет температурного смещения входных и выходных характеристик, т. е. $I_{\text{к}} = f(\Delta I_{\text{T}}, \Delta U_{\text{T}})$. Приращение коллекторного тока при изменении температуры найдем как полный дифференциал функции двух переменных:

$$dI_{\text{к}} = \frac{\partial I_{\text{к}}}{\partial I_{\text{T}}} dI_{\text{T}} + \frac{\partial I_{\text{к}}}{\partial U_{\text{T}}} dU_{\text{T}} \quad \text{или} \quad \Delta I_{\text{к}} = S' \Delta I_{\text{T}} + S'' \Delta U_{\text{T}}. \quad (8.1)$$

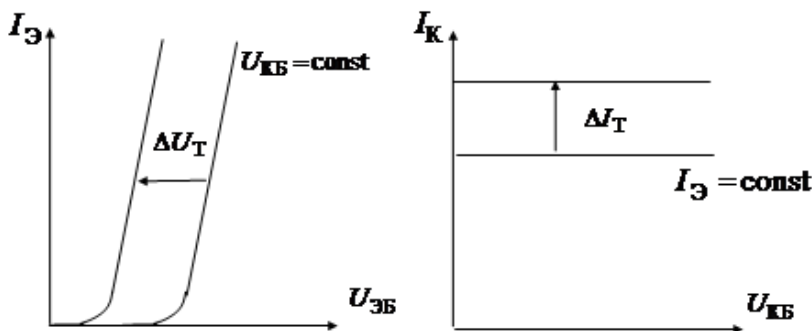


Рис. 8.2. Температурное смещение характеристик транзистора

Коэффициенты S' и S'' зависят от конкретной схемы смещения транзистора, причем наибольшее влияние оказывает коэффициент температурной нестабильности:

$$S' = \left. \frac{\Delta I_K}{\Delta I_T} \right|_{\Delta U_T=0}. \quad (8.2)$$

Учитывая, что ток коллектора $I_K = \alpha I_{\mathcal{O}} + I_{K0}$, можно определить его температурное приращение в виде:

$$\Delta I_K = I_{\mathcal{O}} \Delta \alpha + \alpha \Delta I_{\mathcal{O}} + \Delta I_{K0} = \Delta I_T + \alpha \Delta I_{\mathcal{O}}. \quad (8.3)$$

В схеме рис. 8.1 эмиттерный ток постоянен. Подставляя в выражение (8.3) $\Delta I_{\mathcal{O}} = 0$, получаем $\Delta I_K = \Delta I_T$, т. е. коэффициент температурной нестабильности $S' = 1$. В схеме рис. 8.1 постоянен базовый ток. Поэтому $\Delta I_B = 0$, $\Delta I_{\mathcal{O}} = \Delta I_K$, $\Delta I_K = \Delta I_T + \alpha \Delta I_K$, т. е. $S' = \frac{1}{1-\alpha} = 1 + \beta$.

Это означает, что на одном и том же транзисторе в одинаковом режиме нестабильность тока коллектора для схемы с фиксированным током базы (рис. 8.1) будет примерно в β раз больше, чем для схемы с фиксированным током эмиттера.

8.2. Цепь смещения с эмиттерной стабилизацией рабочей точки транзистора

Для повышения температурной стабильности рабочей точки при питании от одного источника в схеме (рис. 8.3 а) введена ООС по постоянному току за счет резистора $R_Э$. Потенциал базы зафиксирован с помощью делителей R_1 , R_2 . Рост тока коллектора при увеличении температуры ведет к увеличению падения напряжения на резисторе $R_Э$ и уменьшению напряжения на эмиттерном переходе транзистора, компенсируя первоначальную нестабильность.

Преобразуем схему по теореме об эквивалентном генераторе к виду, показанному на рис. 8.3 б, где:

$$R_Б = R_1 \parallel R_2, E_Б = E \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

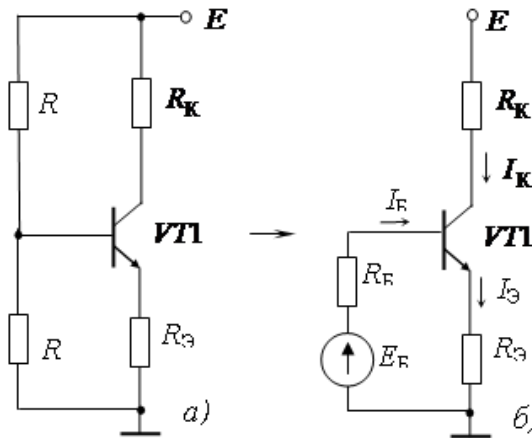


Рис. 8.3. Цепь смещения с эмиттерной стабилизацией рабочей точки транзистора

Ток базы можно записать в виде соотношения:

$$I_Б = \frac{E_Б - U_{ЭБ} - R_Э(I_К + I_Б)}{R_Б},$$

которое после преобразований приводится к виду:

$$I_B = \frac{E_B - U_{ЭБ} - R_Э I_K}{R_Э + R_B}.$$

Соотношение, связывающее приращения токов базы и коллектора:

$$\Delta I_B = - \frac{R_Э \Delta I_K}{R_Э + R_B}. \quad (8.4)$$

Температурное изменение тока коллектора транзистора с учетом соотношений (8.3) и (8.4) можно записать в виде:

$$\Delta I_K = \Delta I_T + \alpha \Delta I_Э = \Delta I_T + \alpha (\Delta I_K + \Delta I_B) = \Delta I_T + \alpha \left(\Delta I_K - \frac{R_Э \Delta I_K}{R_Э + R_B} \right).$$

Отсюда получим выражение для оценки коэффициента температурной нестабильности:

$$S' = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_T} = \frac{(1 + \beta)(R_B + R_Э)}{(1 + \beta)R_Э + R_B}. \quad (8.5)$$

Ток делителя обычно выбирают на порядок больше, чем ток базы транзистора, а падение напряжения на $R_Э$ задают порядка $(0,2 \div 0,3)E$. При этом удастся реализовать $S' = 2 \div 4$.

8.3. Цепь смещения с комбинированной отрицательной обратной связью по постоянному току

В схеме, приведенной на рис. 8.4, используется как ООС по току за счет резистора $R_Э$, так и ООС по напряжению за счет резистора $R_Ф$. При увеличении коллекторного тока с ростом температуры окружающей среды увеличивается падение напряжения на $R_Ф$ и $R_Э$. Уменьшается потенциал базы, что ведет к подзапиранию транзистора, компенсирующему первоначальный рост тока коллектора.

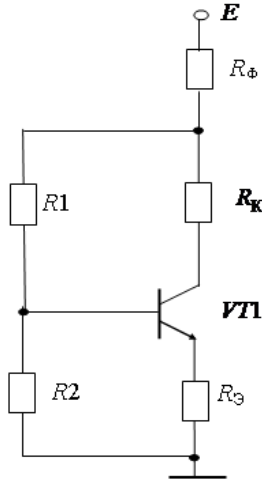


Рис. 8.4. Цепь смещения комбинированной ООС по постоянному току

Температурную нестабильность коллекторного тока в рабочей точке можно рассчитать по формуле:

$$\Delta I_K = S' \left(\Delta I_T + \frac{\alpha \Delta U_T}{R_Э + R_Б} \right),$$

$$\text{где } R_Б = (R1 + R_Ф) \parallel R2; \quad S' = \frac{R_Э + R_Б}{R_Э + R_Б \left(1 - \frac{\alpha R1}{R_Ф + R1} \right)}.$$

Здесь учтено и температурное смещение входных характеристик транзистора ΔU_T . Полагая в соотношениях (8.6) $R_Ф = 0$, получим уточненные выражения для расчета температурной нестабильности схемы с эмиттерной стабилизацией рабочей точки.

Рассмотренные цепи смещения могут быть применены в усилительных каскадах на транзисторах по схемам с ОЭ, ОБ и ОК.

9. КАСКАД С ОБЩИМ ЭМИТТЕРОМ ПРИ РАБОТЕ В РЕЖИМЕ БОЛЬШОГО СИГНАЛА

9.1. Выбор режима работы транзистора

На рис. 9.1 приведена схема каскада с ОЭ, в котором использована цепь эмиттерной стабилизации рабочей точки транзистора. Применена емкостная связь с источником сигнала и нагрузкой через разделительные конденсаторы $C1$ и $C2$. Для устранения отрицательной обратной связи по переменному току резистор $R_Э$ шунтирован блокировочным конденсатором $C_Э$. Таким образом, по переменной составляющей эмиттер транзистора заземлен [24].

Сопротивления выходной цепи постоянному и переменному току определяются соотношениями:

$$R_{\Sigma} = R_K + R_Э; \quad R_{\Sigma} = R_K \parallel R_H.$$

Резисторы базового делителя уменьшают входное сопротивление каскада до значения

$$R_{вх} = R_B \parallel h_{11Э}, \quad (9.1)$$

где $R_B = R1 \parallel R2$.

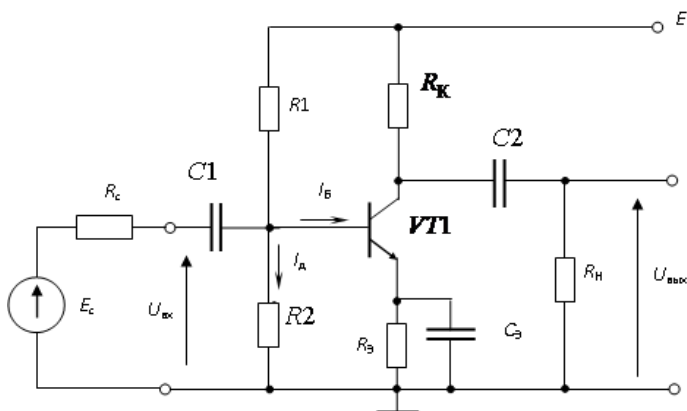


Рис. 9.1. Усилительный каскад с ОЭ

В рабочем диапазоне частот коэффициент усиления каскада по напряжению определяется выражением:

$$K_0 = \frac{-h_{21Э} R_{\sim}}{h_{11Э}}.$$

Введение резистора $R_Э$ при отсутствии конденсатора $C_Э$ изменяет работу усилительного каскада не только в режиме покоя, но и при наличии входного сигнала. Переменная составляющая эмиттерного тока создает на резисторе $R_Э$ падение напряжения $U_Э = R_Э i_Э$, которое уменьшает усиливаемое напряжение, подводимое к транзистору $u_{БЭ} = U_{вх} - R_Э i_Э$. В каскаде действует последовательная отрицательная обратная связь по току. Входное сопротивление со стороны базы транзистора с величины $h_{11Э} = r_Б + r_Э(1 + h_{21Э})$ возрастает до значения $r_Б + (R_Э + r_Э)(1 + h_{21Э})$, так как последовательно с сопротивлением эмиттерного перехода $r_Э$ включено внешнее сопротивление $R_Э$.

Коэффициент усиления по напряжению снижается до величины:

$$K_{oc} = \frac{-h_{21Э} R_{\sim}}{h_{11Э} + R_Э(1 + h_{21Э})}. \quad (9.2)$$

Для устранения ООС по переменному току $R_Э$ шунтируют конденсатором $C_Э$. На нижних частотах конденсатор $C_Э$ вносит дополнительные искажения

$$M_Э = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega \tau_Э} \right)^2}, \quad (9.3)$$

$$\text{где } \tau_Э = C_Э (R_{\text{выхЭ}} \parallel R_Э); R_{\text{выхЭ}} = \frac{h_{11Э} + R_с \parallel R_Б}{1 + \beta}.$$

Выбор положения рабочей точки транзистора прежде всего ограничен условиями (предполагается работа в режиме класса А):

$$I_{\min} < I_0 < I_{K\text{доп}}; \quad U_{\min} < U_0 < U_{KЭ\text{доп}}; \quad P_K = U_0 I_0 < P_{K\text{доп}},$$

где $I_{K\text{доп}}$, $U_{KЭ\text{доп}}$ и $P_{K\text{доп}}$ – предельно допустимые для данного транзистора значения тока коллектора, коллекторного напряжения и мощности рассеяния на коллекторном переходе.

Графическое представление этих неравенств выделяет рабочую область на выходных характеристиках транзистора (рис. 9.2).

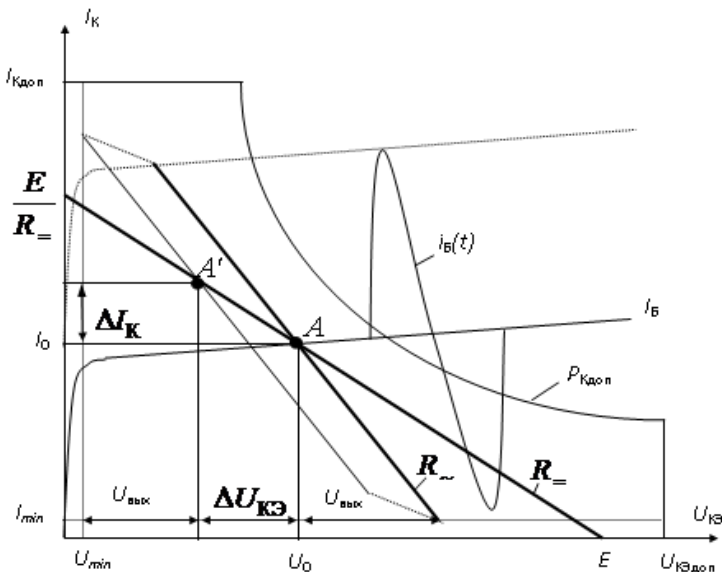


Рис. 9.2. Графическое представление работы каскада с ОЭ в режиме большого сигнала

Рабочая точка должна лежать на нагрузочной прямой постоянного тока, которая проводится через точку $U_{KЭ} = E$ на оси абсцисс и точку $I_K = E/R_n$ на оси ординат.

Только по этой прямой может изменяться положение рабочей точки A при изменении температуры или смене транзистора. Положение рабочей точки должно обеспечить

получение на нагрузке без ограничений требуемых амплитуд напряжения и тока.

Амплитуда переменной составляющей сигнала на нагрузке определяется по нагрузочной прямой переменного тока, которая проводится через рабочую точку в соответствии с сопротивлением выходной цепи переменному току, т. е. пересекает ось абсцисс при $U_{КЭ} = U_0 + I_0 R_{\sim}$.

Очевидно, что требуемая амплитуда выходного сигнала $U_{\text{вых}}$ должна обеспечиваться без искажений и при наивысшей температуре окружающей среды, когда рабочая точка переместится в положение A' , характеризующее смещением координат ΔI_K и $\Delta U_{КЭ}$ относительно исходного положения A при наименьшей температуре окружающей среды.

Непосредственно из построений, приведенных на рис. 9.2, следуют соотношения для выбора рабочей точки в режиме большого сигнала:

$$U_0 = U_{\min} + U_{\text{вых}} + \Delta U_{КЭ}. \quad (9.4)$$

$$I_0 = I_{\min} + \frac{U_{\text{вых}}}{R_{\sim}} = I_{\min} + \frac{U_{\text{вых}}}{R_K} + \frac{U_{\text{вых}}}{R_H}. \quad (9.5)$$

Значениями $U_{\min}$ и $I_{\min}$ обычно задаются до начала расчета (например, $U_{\min} = 0,5$ В – для германиевых транзисторов и $U_{\min} = 1$ В – для кремниевых, а $I_{\min} = (0,5-1)$ мА).

Задаются также допустимым смещением рабочей точки $\Delta U_{КЭ}$ и допустимым падением напряжения на эмиттерном сопротивлении $U_{\text{Э}} = (0,1 - 0,2)E$.

Уравнение нагрузочной прямой постоянного тока:

$$E = U_{\text{Э}} + U_0 + I_0 R_K. \quad (9.6)$$

Подставляя в уравнение (9.6) значение тока I_0 из (9.5), получим расчетное выражение для определения сопротивления резистора R_K :

$$R_K = \frac{E - U_{\Sigma} - U_0 - U_{\text{вых}}}{I_{\text{min}} + \frac{U_{\text{вых}}}{R_H}}. \quad (9.7)$$

Таким образом, расчет координат рабочей точки А, обеспечивающей получение двухполярного выходного сигнала амплитудой $U_{\text{вых}}$ при допустимой величине температурного смещения $\Delta U_{KЭ}$ можно провести, определив последовательно:

- 1) U_0 по уравнению (9.4);
- 2) R_K по уравнению (9.7);
- 3) I_0 по уравнению (9.5).

Оценим коэффициент полезного действия рассматриваемого усилительного каскада для синусоидального сигнала на нагрузке амплитудой $U_{\text{вых}}$:

$$\eta = \frac{P_H}{P_{\Sigma}} = \frac{U_{\text{вых}}^2}{2R_H I_0 E}, \text{ где } P_H = \frac{U_{\text{вых}}^2}{2R_H}; P_{\Sigma} = I_0 E.$$

КПД каскада (%) оказывается очень низким. Наибольшее значение (8,7 %) он имеет при $R_{\Sigma} = 0$ и $R_K = \sqrt{2}R_H$.

При этом $E = 3,4U_{\text{вых}}$ и $I_0 = 1,7I_H$.

9.2. Пример расчета усилительного каскада

Задание. Выбрать рабочую точку в режиме покоя, построить нагрузочные прямые постоянного и переменного тока, рассчитать элементы и оценить основные параметры каскада с ОЭ (см. рис. 9.1) на транзисторе КТ315В при следующих исходных данных [25]:

$E = 24 \text{ В}$, $U_{\text{вых}} = 5 \text{ В}$, $R_H = 1 \text{ кОм}$, $R_c = 1 \text{ кОм}$, $f_H = 20 \text{ Гц}$,

$T_{\text{мин}} = -10^\circ\text{C}$, $T_{\text{макс}} = 50^\circ\text{C}$,

где E – напряжение источника питания;

$U_{\text{вых}}$ – амплитуда выходного синусоидального напряжения;

R_H – сопротивление нагрузки;

R_c – внутреннее сопротивление источника сигнала;

f_H – нижняя рабочая частота при допустимом коэффициенте частотных искажений $M_H = 3 \text{ дБ}$ ($M_H = \sqrt{2}$);

$T_{\text{мин}}$ – минимальная температура окружающей среды;

$T_{\text{макс}}$ – максимальная температура окружающей среды.

Справочные параметры транзистора (его характеристики) приведены на рис. 9.3.

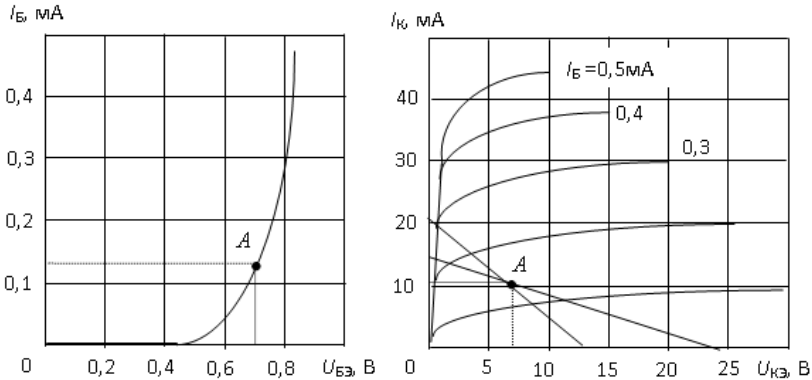


Рис. 9.3. Характеристики транзистора КТ315В

- предельно допустимое напряжение $U_{KЭ\text{доп}} = 40$ В;
- напряжение насыщения $U_{KЭ\text{нас}} \leq 0,4$ В;
- коэффициент усиления по току $h_{21Э} = \beta = 100$;
- емкость коллекторного перехода $C_K = 7$ пФ;
- тепловое сопротивление участка «переход – среда» $R_{Пс} = 0,67$ °С/мВт;
- допустимая температура перехода $T_{П\text{доп}} = 120$ °С;
- верхняя частота усиления по току $f_\beta = 5$ МГц.

1. Выбор положения рабочей точки транзистора

Координаты рабочей точки необходимо рассчитать так, чтобы получить без ограничения требуемые амплитуды напряжения и тока в нагрузке с учетом смещения рабочей точки в заданном диапазоне температур окружающей среды.

Напряжение в рабочей точке транзистора:

$$U_0 = U_{KЭ\text{нас}} + U_{\text{вых}} + \Delta U_{KЭ} = 0,4 + 5 + 1,6 = 7 \text{ В},$$

где $\Delta U_{кэ}$ – допустимая нестабильность напряжения в рабочей точке в заданном диапазоне рабочих температур (выбрана равной 1,6 В).

Величина сопротивления резистора в цепи коллектора:

$$R_K = \frac{E - U_{э} - U_0 - U_{\text{вых}}}{I_{\text{min}} + \frac{U_{\text{вых}}}{R_H}} = \frac{24 - 5 - 7 - 5}{1 + 5} = 1,2 \text{ кОм},$$

где $U_{э} = 5 \text{ В}$ (выбирается равным (10– 20)% от E ; чем больше $U_{э}$, тем лучше с точки зрения стабильности режима, но ниже КПД каскада);

$I_{\text{min}} = 1 \text{ мА}$ – минимальный ток транзистора (его величиной задаются так, чтобы исключить попадание рабочей точки транзистора в нелинейную область характеристик при малых токах).

Ток в рабочей точке:

$$I_0 = I_{\text{min}} + \frac{U_{\text{вых}}}{R_K} + \frac{U_{\text{вых}}}{R_H} = 1 + 5 + 4,2 = 10,2 \text{ мА}.$$

Мощность, рассеиваемая на коллекторном переходе:

$$P_K = U_0 I_0 = 7 \cdot 10,2 = 71,4 \text{ мВт}.$$

Коэффициент полезного действия выходной цепи:

$$\eta = \frac{P_H}{P_{\Sigma}} = \frac{U_{\text{вых}}^2}{2R_H I_0 E} = \frac{5 \cdot 5}{2 \cdot 1 \cdot 10,2 \cdot 24} = 0,051, \text{ или } 5,1\%.$$

Максимальная температура перехода:

$$T_{\Pi} = T_{\text{макс}} + P_K R_{\text{ПС}} = 50 + 71,4 \cdot 0,67 = 98 \text{ }^{\circ}\text{C} < T_{\text{Пдоп}}.$$

2. Расчет элементов цепи смещения по постоянному току

Величина сопротивления резистора в цепи эмиттера:

$$R_э = U_э / I_0 = 5 / 10,2 = 0,49 \text{ кОм.}$$

Сопротивление выходной цепи постоянному току:

$$R_э = R_к + R_э = 1,2 + 0,49 = 1,69 \text{ кОм.}$$

Проводим нагрузочную прямую постоянного тока через точку $E=24 \text{ В}$ на оси абсцисс и точку $I = E/R_э = 14,2 \text{ мА}$ на оси ординат и отмечаем на ней рабочую точку в режиме покоя А. Ток базы в рабочей точке равен $I_{Б0}=0,13 \text{ мА}$. Отметив положение рабочей точки на входной характеристике транзистора, находим напряжение на эмиттерном переходе ($U_{БЭ0} \approx 0,7 \text{ В}$).

Допустимое изменение тока коллектора:

$$\Delta I_к = \frac{\Delta U_{кэ}}{R_к + R_э} = \frac{1,6}{1,2 + 0,49} = 0,95 \text{ мА.}$$

Температурное смещение выходных характеристик:

$$\Delta I_Т = \Delta I_{к0} + I_0 \cdot 5 \cdot 10^{-4} \cdot \Delta T \approx 10,2 \cdot 5 \cdot 10^{-4} \cdot 60 = 0,3 \text{ мА,}$$

где $\Delta I_{к0}$ – изменение обратного тока коллекторного перехода, которым для кремниевого транзистора можно пренебречь;

$\Delta T = T_{\text{макс}} - T_{\text{мин}} = 60^\circ \text{C}$ – изменение температуры окружающей среды.

Допустимый коэффициент температурной нестабильности каскада:

$$S' = \Delta I_к / \Delta I_Т = 0,95 / 0,3 = 3,2 .$$

Параллельное сопротивление базовых резисторов:

$$R_b = R_3 \frac{(1+\beta)(S'-1)}{1+\beta-S'} = 0,49 \frac{101 \cdot 2,2}{101-3,2} = 1,1 \text{ кОм.}$$

Верхний резистор базового делителя:

$$R1 = \frac{ER_b}{U_3 + U_{бэ} + R_b I_b} = \frac{24 \cdot 1,1}{5 + 0,7 + 1,1 \cdot 0,13} = 4,5 \text{ кОм.}$$

Нижний резистор базового делителя:

$$R2 = \frac{R1 \cdot R_b}{R1 - R_b} = \frac{4,5 \cdot 1,1}{4,5 - 1,1} = 1,5 \text{ кОм.}$$

Выбираем резисторы УЛМ или МЛТ ряда Е12 (см. Приложение А) с допустимым отклонением $\pm 10\%$:

$$R_3 = 470 \text{ Ом; } R_k = 1,2 \text{ кОм; } R1 = 4,7 \text{ кОм; } R2 = 1,5 \text{ кОм.}$$

3. Основные показатели усилителя в области средних частот

Сопротивление выходной цепи транзистора переменному току:

$$R_{\sim} = R_k \parallel R_H = \frac{1,2 \cdot 1}{1,2 + 1} = 0,545 \text{ кОм.}$$

Проводим нагрузочную прямую переменного тока через рабочую точку А и точку на оси абсцисс при $U_{кэ} = U_0 + I_0 R_{\sim} = 12,6 \text{ В.}$

Оценим входное сопротивление транзистора (его можно определить также по углу наклона касательной в рабочей точке на входной характеристике):

$$h_{11Э} = r_B + r_Э (1 + \beta) = 50 + 2,55 \cdot 101 = 308 \text{ Ом},$$

где $r_B \approx 50 \text{ Ом}$, $r_Э = 26/10,2 = 2,55 \text{ Ом}$.

Определяем коэффициент усиления каскада по напряжению:

$$K_0 = \frac{\beta R_{\sim}}{h_{11Э}} = \frac{100 \cdot 545}{308} = 177.$$

Входное сопротивление каскада:

$$R_{BX} = R_B \parallel h_{11Э} = \frac{1,1 \cdot 0,308}{1,1 + 0,308} = 0,24 \text{ кОм}.$$

Сквозной коэффициент усиления:

$$K_e = \frac{U_{\text{вых}}}{E_c} = \frac{R_{BX} K_0}{R_{BX} + R_c} = \frac{0,24 \cdot 177}{0,24 + 1} = 34.$$

Необходимое значение ЭДС источника сигнала:

$$E_c = U_{\text{вых}} / K_e = 5000 / 34 = 147 \text{ мВ}.$$

Коэффициент усиления по току:

$$K_I = \frac{K_0 R_{BX}}{R_H} = \frac{177 \cdot 0,24}{1} = 42,5.$$

Коэффициент усиления сигнала по мощности:

$$K_P = K_0 \cdot K_I = 177 \cdot 42,5 = 7523.$$

4. Расчет величин емкостей конденсаторов

Задаемся допустимой величиной фазовых сдвигов на нижней рабочей частоте (например, $\varphi_1 = 10^\circ$, $\varphi_2 = 10^\circ$, $\varphi_Э = 25^\circ$) для каждого из конденсаторов из условия:

$$\varphi_H = \varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_Э = \arctg \sqrt{M_H^2 - 1} = 45^\circ.$$

Емкости конденсаторов (с учетом того, что один радиан равен 57 градусам):

$$C1 \geq \frac{1}{2\pi f_n (R_{BX} + R_c) \varphi_1} = \frac{57 \cdot 10^3}{6,28 \cdot 20 \cdot (0,24 + 1) \cdot 10} = 36,6 \text{ мкФ}.$$

$$C2 \geq \frac{1}{2\pi f_n (R_H + R_K) \varphi_2} = \frac{57 \cdot 10^3}{6,28 \cdot 20 \cdot (1 + 1,2) \cdot 10} = 20,6 \text{ мкФ}.$$

$$C_3 \geq \frac{1 + \beta}{2\pi f_n (R_c \| R_B + h_{113}) \varphi_3} = \frac{101 \cdot 57 \cdot 10^3}{6,28 \cdot 20 \cdot (0,52 + 0,31) \cdot 25} = 2209 \text{ мкФ}.$$

Выбираем электролитические конденсаторы из ряда E12:

$$C1 = 33 \text{ мкФ}; C2 = 22 \text{ мкФ}; C_3 = 2000 \text{ мкФ}.$$

5. Оценка полосы пропускания в области верхних частот

Постоянная времени каскада в области верхних частот:

$$\tau_b = \tau_\beta + C_K R_\infty (1 + \beta) = 0,03 + 7 \cdot 10^{-3} \cdot 0,545 \cdot 101 = 0,42 \text{ мкс},$$

$$\text{где } \tau_\beta = \frac{1}{2\pi f_\beta} = \frac{1}{6,28 \cdot 5} \approx 0,03 \text{ мкс}.$$

Верхняя граничная частота на уровне $M_B = 3 \text{ дБ}$ ($M_B = \sqrt{2}$):

$$f_b = \frac{1}{2\pi \tau_b} = \frac{1000}{6,28 \cdot 0,42} = 379 \text{ кГц}.$$

10. ШИРОКОПОЛОСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

10.1. Особенности формирования АЧХ широкополосных усилителей

К широкополосным усилителям (видеоусилителям) относятся такие усилители, в которых коэффициент усиления остается практически постоянным в широкой частотной области. Трудности по обеспечению этого постоянства возникают как в области низких, так и в области высоких частот. Исключение составляют лишь усилители постоянного тока (УПТ), которые не обладают спадом АЧХ в области низких частот. Они способны передавать и усиливать сколь угодно медленные сигнальные изменения, в том числе импульсные сигналы сколь угодно большой длительности, в то время как прохождение этих сигналов через усилитель, не являющийся УПТ, сопровождается спадом вершины импульса.

Усилители, не способные передавать и усиливать медленно изменяющиеся сигнальные изменения, называют *усилителями переменного тока*. К ним относятся рассмотренные ранее усилительные каскады по схеме с ОЭ.

К достоинствам усилителей переменного тока относится тот факт, что на их работу в малой степени влияют дестабилизирующие факторы, воздействующие на режимы их работы на постоянном токе.

Наибольшие трудности по обеспечению постоянства коэффициента усиления наблюдаются в области высоких частот, где начинают проявляться частотные свойства транзисторов. Для построения широкополосных усилительных каскадов используются транзисторы с высокой верхней граничной частотой коэффициента усиления по току и малой емкостью коллекторного перехода.

Для расширения полосы пропускания усилителей переменного тока применяют низкочастотную и высокочастотную коррекцию. Первая из них способствует компенсации возможного спада АЧХ в области низких частот, вторая – в области высоких.

В зависимости от способа осуществления указанной компенсации коррекцию можно подразделить на коррекцию с помощью частотно-зависимых нагрузок и коррекцию с помощью частотно-зависимых внутрикаскадных обратных связей.

10.2. Схемы высокочастотной коррекции

Коррекцию с помощью частотно-зависимых нагрузок применяют при схемах включения транзистора, когда по отношению к нагрузке он является генератором тока, т. е. в схемах с ОЭ и ОБ. Например, в схеме простой высокочастотной коррекции последовательно с сопротивлением коллекторной нагрузки включается индуктивность. Эквивалентное сопротивление нагрузки имеет повышенное значение на высоких частотах, благодаря чему в этой области частот уменьшается общий спад АЧХ.

Для оценки эффективности применения цепи высокочастотной коррекции вводят понятие *площадь усиления* $\Pi = Kf_v$, под которой понимают произведение коэффициента усиления каскада по напряжению на верхнюю граничную частоту. При оптимальном выборе индуктивности простая высокочастотная коррекция обеспечивает выигрыш в площади усиления в 1,7 раза.

Широкополосные усилительные каскады требуются, в частности, для неискаженного усиления импульсных сигналов. Чтобы построить их используют высокочастотные транзисторы. Если транзистор уже выбран, уменьшить искажения фронта и вершины импульса можно введением корректирующих цепей.

Пример усилительного каскада с цепью эмиттерной высокочастотной коррекции (используется частотно-зависимая обратная связь) и цепью низкочастотной коррекции (используется RC-фильтр в цепи коллектора) приведен на рис. 10.1.

Без корректирующей цепи R_0 , C_0 имеем каскад с ОЭ с коэффициентом усиления и верхней частотой

$$K \approx -\frac{h_{21Э} R_K}{h_{11Э}},$$

$$f_B \approx \frac{1}{2\pi(\tau_\beta + C_K R_K h_{21Э})}.$$

Резистор $R_Э$ обеспечивает температурную стабилизацию режима. Он зашунтирован конденсатором большой емкости, и при анализе в области высоких частот и малых времен не учитывается [26].

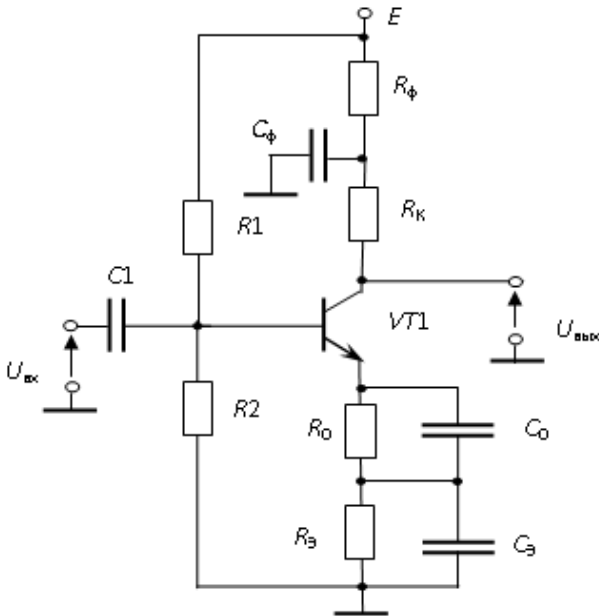


Рис. 10.1. Схема каскада с цепями высокочастотной (R_0 , C_0) и низкочастотной (R_Φ , C_Φ) коррекции

Наличие R_0 снижает в рабочем диапазоне частот коэффициент усиления за счет ООС до значения:

$$K_{OC} \approx -\frac{h_{21Э} R_K}{h_{11Э} + R_0(1 + h_{21Э})},$$

Расширяя полосу пропускания и стабилизируя коэффициент усиления каскада по напряжению пропорционально глубине отрицательной обратной связи.

Наличие C_0 устраняет ООС за счет R_0 на верхних частотах, частично компенсируя спад коэффициента усиления за счет τ_β и C_K . При оптимальном выборе емкости корректирующего конденсатора $C_0 \approx \frac{\tau_\beta + C_K R_K h_{21Э}}{1,5 \cdot R_0}$ получаем выигрыш в площади

усиления $\Pi = Kf_v$ по сравнению с каскадом без коррекции примерно в полтора раза.

10.3. Схема низкочастотной коррекции

Цепочка R_ϕ, C_ϕ выполняет роль элемента низкочастотной коррекции. В рабочем диапазоне частот резистор R_ϕ шунтирован конденсатором C_ϕ , и сопротивление коллекторной нагрузки по переменному току определяется только резистором R_K . С понижением частоты конденсатор C_ϕ уменьшает свое шунтирующее действие, и сопротивление коллекторной нагрузки возрастает (до величины $R_K + R_\phi$), увеличивая коэффициент усиления каскада по напряжению.

Наличие разделительного ($C1$) и блокировочного ($CЭ$) конденсаторов приводит к спаду вершины при усилении импульсных сигналов. Влияние же цепочки R_ϕ, C_ϕ проявляется в нарастании плоской части импульса.

Для импульсов заданной длительности $t_{и}$ условие компенсации искажений вершины импульса может быть записано (при выполнении условия $\tau_\phi \gg t_{и}$) в виде следующего выражения:

$$\frac{t_{и}}{\tau_\phi} = \frac{t_{и}}{\tau_1} + \frac{t_{и}}{\tau_Э},$$

$$\tau_\phi = C_\phi R_\phi;$$

где

$$\tau_1 = C1(R_c + R_{вх});$$

$$\tau_Э = CЭ(r_Э + R_0).$$

11. УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ ПО СХЕМАМ С ОБЩЕЙ БАЗОЙ И ОБЩИМ КОЛЛЕКТОРОМ

11.1. Каскад с общей базой

Используя эмиттерную цепь стабилизации рабочей точки, построим транзисторный усилительный каскад по схеме с общей базой (рис. 11.1). Входной сигнал подается через разделительный конденсатор C_1 в цепь эмиттера транзистора. База по переменной составляющей заземлена с помощью блокировочного конденсатора C_B . Выходной сигнал снимается с коллектора. Положительное приращение входного напряжения вызывает уменьшение тока эмиттера транзистора и уменьшение падения напряжения на коллекторном сопротивлении, т. е. рост напряжения на выходе. Следовательно, каскад с ОБ не инвертирует фазу сигнала при усилении.

Выбор рабочей точки и расчет резисторов можно выполнить по методике, изложенной для схемы (рис. 11.1).

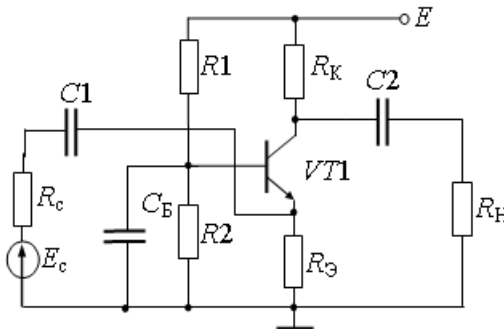


Рис. 11.1. Схема каскада с ОБ

Приближенная эквивалентная схема для анализа каскада в области средних частот приведена на рис. 11.2 (закорачиваем все конденсаторы и источник питания E , так как их сопротивление в рабочем диапазоне частот близко к нулю). Для физической эквивалентной схемы предполагается, что $r_k = \infty$.

Это допустимо при условии: $r_k \gg R_{\sim} = R_K \parallel R_N$.

Входное сопротивление транзистора определяется соотношением:

$$r_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{i_{\text{э}}} = \frac{r_{\text{э}} i_{\text{э}} + r_{\text{б}} i_{\text{б}}}{i_{\text{б}} (1 + \beta)} = r_{\text{э}} + \frac{r_{\text{б}}}{1 + \beta} = h_{1\text{б}}.$$

Входное сопротивление каскада ($R_{\text{вх}} = R_{\text{э}} \parallel r_{\text{вх}}$) значительно меньше (десятки Ом), чем в схеме с ОЭ.

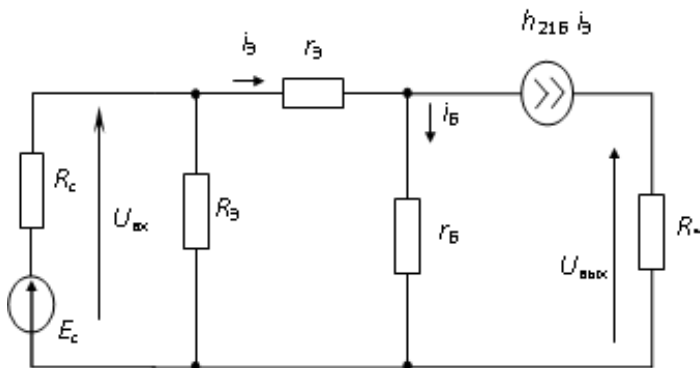


Рис. 11.2. Эквивалентная схема каскада с ОБ для области средних частот

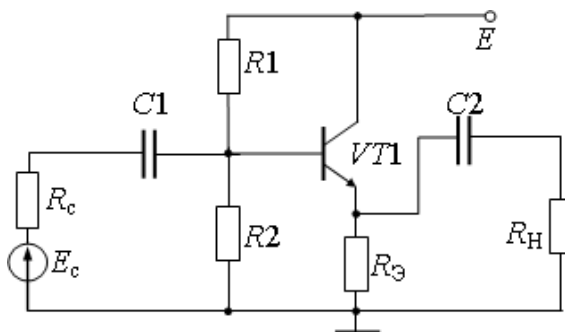


Рис. 11.3. Схема каскада с ОК

Каскад не усиливает сигнал по току:

$$K_I = \frac{I_H}{I_{BX}} = \frac{1}{1 + \frac{r_{BX}}{R_{\Sigma}}} \cdot h_{21B} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_H}{R_K}}.$$

Коэффициент усиления по напряжению
 $K_0 = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} = \frac{h_{21B} R_{\sim}}{h_{11B}}$ такого же порядка как в схеме с ОЭ
 (десятки ÷ сотни).

Выходное сопротивление каскада $R_{ВЫХ} = R_K$, так как выходное сопротивление транзистора по схеме с ОБ равно $r_K \approx \infty$.

Эквивалентная постоянная времени каскада в области верхних частот может быть определена по выражению $\tau_B = \tau_{\alpha} + (C_K + C_H)R_{\sim}$. Она значительно меньше, чем в схеме с ОЭ, поэтому каскад с ОБ относится к широкополосным усилительным каскадам.

11.2. Каскад с общим коллектором

На рис. 11.3 приведен вариант построения усилителя по схеме с общим коллектором (эмиттерный повторитель) [27]. При работе в режиме малого сигнала можно выбрать в точке покоя $I_{\Sigma} = I_0 = (0,5 \div 1)$ мА, $U_{KЭ} = U_0 = E/2$, ток делителя $I_d = 10I_B = 10I_0/\beta$ и рассчитать сопротивления резисторов по формулам:

$$R_{\Sigma} = \frac{E - U_0}{I_0}; \quad R1 = \frac{U_0 - U_{ЭБ}}{I_d}; \quad R2 = \frac{E}{I_d} - R1.$$

В данном каскаде сопротивления выходной цепи по постоянному и переменному току определяются соотношениями:

$$R_{\Sigma} = R_{\Sigma}, \quad R_{\sim} = R_{\Sigma} \parallel R_H.$$

Коллектор транзистора по переменному току заземлен (внутреннее сопротивление источника питания E близко к нулю). Входной сигнал через разделительный конденсатор $C1$ подается в цепь базы транзистора $VT1$, а выходной – снимается с эмиттера.

В каскаде действует 100 %-ная последовательная ООС по напряжению, в результате чего к участку база – эмиттер транзистора прикладывается разность входного и выходного напряжений.

Эквивалентная схема каскада для средних частот приведена на рис. 11.4. Транзистор заменен приближенной Т-образной схемой замещения. Введено обозначение $R_B = R1 \parallel R2$.

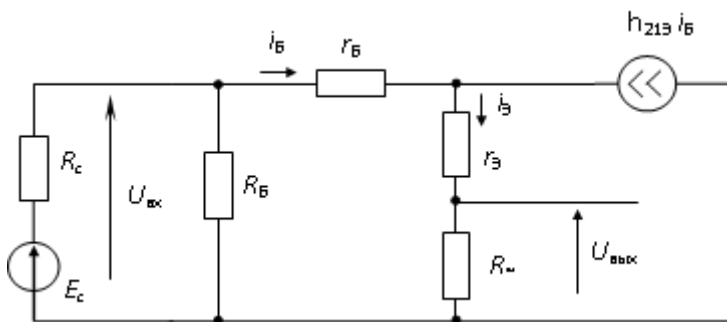


Рис. 11.4. Приближенная эквивалентная схема каскада с ОК для средних частот

Входное сопротивление со стороны базы $VT1$:

$$r_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{i_{\text{Б}}} = \frac{i_{\text{Б}} r_{\text{Б}} + i_{\text{Э}} (r_{\text{Э}} + R_{\text{к}})}{i_{\text{Б}}} = r_{\text{Б}} + (r_{\text{Э}} + R_{\text{к}})(1 + h_{213}) = h_{113} + R_{\text{к}}(1 + h_{213})$$

Входное сопротивление каскада ($R_{\text{вх}} = R_B \parallel r_{\text{вх}}$) обычно значительно больше (в десятки ÷ сотни раз), чем в схеме с ОЭ.

Коэффициент усиления по напряжению:

$$K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{i_{\text{Э}} R_{\text{к}}}{i_{\text{Б}} r_{\text{вх}}} = \frac{(1 + h_{213}) R_{\text{к}}}{h_{113} + (1 + h_{213}) R_{\text{к}}} < 1.$$

Выходное напряжение практически повторяет входное и по величине ($K = 0,8 \div 0,85$), и по фазе, вследствие чего каскад с ОК называют **эмиттерным повторителем**.

Каскад обеспечивает значительное усиление по току:

$$K_I = \frac{I_H}{I_{BX}} = \frac{1}{1 + \frac{r_{BX}}{R_B}} \cdot (1 + h_{21Э}) \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_H}{R_Э}}.$$

Выходное сопротивление каскада мало (десятки Ом):

$$R_{ВЫХ} = R_Э \left\| \left(r_Э + \frac{r_B + R_B \| R_C}{1 + h_{21Э}} \right) \right\| \approx \frac{R_C \| R_B + h_{11Э}}{1 + h_{21Э}}.$$

Эквивалентная постоянная времени каскада в области верхних частот:

$$\tau_B = \frac{\tau_\alpha}{1 - \alpha \gamma_Э},$$

где
$$\gamma_Э = \frac{r_B + R_C \| R_B}{R_\sim + r_B + r_Э + R_C \| R_B}.$$

Обычно $\tau_B = (2-3)\tau_\alpha$.

Каскад с ОК не дает усиления по напряжению, усиливает сигнал по току, отличается большим входным и малым выходным сопротивлениями. За счет глубокой ООС имеет (по сравнению с каскадом по схеме с ОЭ) более широкую полосу пропускания. Чаще всего применяется как согласующий каскад при работе с высокоомным источником сигнала или с низкоомной нагрузкой.

Для повышения входного сопротивления в схеме эмиттерного повторителя, приведенной на рис. 11.5, транзисторы VT1 и VT2 включены по **схеме Дарлингтона**, используется также положительная обратная связь с помощью конденсатора СЗ.

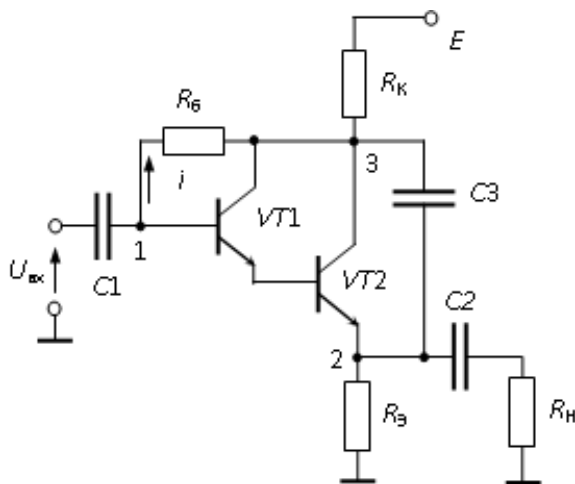


Рис. 11.5. Схема повторителя с большим входным сопротивлением

Коэффициент усиления по току эквивалентного составного транзистора (составлен из транзисторов VT1 и VT2) равен произведению коэффициентов усиления тока базы каждым транзистором $h_{21Э} \approx h_{21Э(1)} \cdot h_{21Э(2)}$.

Емкость конденсатора выбирается достаточно большой, так что в рабочем диапазоне частот потенциал точки 3 равен потенциалу точки 2, который повторяет потенциал точки 1 (схема является повторителем напряжения). Таким образом, ток i , ответвляющийся в резистор R_6 , незначителен:

$$i = \frac{U_1 - U_3}{R_6} = \frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}}{R_6} = \frac{U_{\text{вх}} (1 - K)}{R_6} = \frac{U_{\text{вх}}}{R_6^*},$$

где
$$R_6^* = \frac{R_6}{1 - K}, \quad K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} < 1.$$

Например, при $K = 0,8$ вход будет шунтироваться сопротивлением не R_6 , а $10R_6$. В 10 раз уменьшится и шунтирующее влияние сопротивления коллекторного перехода транзистора VT1, включенного параллельно R_6 .

Входное сопротивление каскада определяется выражением:

$$R_{\text{вх}} \approx R_{\text{с}}^* \parallel r_{\text{к1}}^* \parallel R_{\text{экв}} h_{21\text{э}(1)} h_{21\text{э}(2)},$$

где
$$r_{\text{к1}}^* = \frac{r_{\text{к1}}}{1-K}; \quad R_{\text{экв}} = R_{\text{э}} \parallel R_{\text{н}} \parallel R_{\text{к}}$$

и может достигать единиц мегаом (МОм).

11.3. УНЧ с гальванически связанными каскадами ОЭ-ОК

В схеме, приведенной на рис. 11.6, эмиттерный повторитель на транзисторе VT2 подключен к каскаду с ОЭ на транзисторе VT1 непосредственно, т. е. без разделительного конденсатора и базового делителя.

Подключение транзистора VT2 практически не меняет режима работы транзистора VT1 ($I_{\text{Б2}} \ll I_{\text{К1}}$). При этом на эмиттере транзистора VT2 устанавливается потенциал $U_{\text{э2}} = U_{\text{К1}} - U_{\text{БЭ2}}$. Задавшись током эмиттера транзистора VT2, можно рассчитать величину сопротивления резистора $R_{\text{э2}} \approx U_{\text{э2}} / I_{\text{э2}}$.

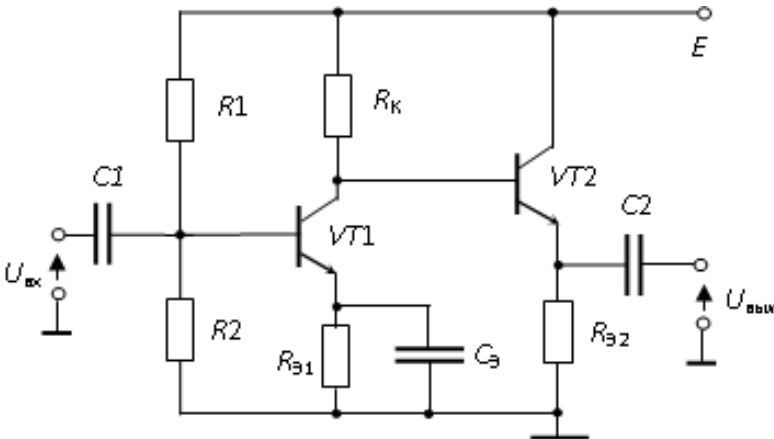


Рис. 11.6. Схема УНЧ с гальванически связанными каскадами ОЭ-ОК

Зная свойства каскадов с ОЭ и ОК, легко оценить основные параметры усилителя в рабочем диапазоне частот:

$$R_{\text{вх}} \cong R_1 \parallel R_2 \parallel h_{11\text{Э}(1)} - \text{входное сопротивление УНЧ};$$

$$R_{\text{вых}} = \frac{h_{11\text{Э}(2)} + R_K}{1 + h_{21\text{Э}(2)}} - \text{выходное сопротивление УНЧ};$$

$$K \approx \frac{h_{21\text{Э}(1)} R_K}{h_{11\text{Э}(1)}} - \text{коэффициент усиления по напряжению}.$$

Вследствие низкого выходного сопротивления коэффициент усиления по напряжению практически не изменится при подключении нагрузки, что является несомненным достоинством рассматриваемого УНЧ.

Удастся реализовать усиление по напряжению порядка нескольких сотен.

Полоса пропускания определяется каскадом с ОЭ, так как эмиттерный повторитель является более широкополосным усилительным каскадом.

12. УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

12.1. Каскад по схеме с общим истоком

В представленном на рис. 12.1 усилительном каскаде необходимое смещение за затвор полевого транзистора относительно истока обеспечивается за счет падения напряжения на резисторе $R3$.

Резистор $R1$ поддерживает в режиме покоя равенство потенциалов затвора и общей точки усилительного каскада. Протекая по сопротивлению $R3$, ток стока создает на истоке положительный потенциал. Таким образом, р-п-переход затвор – исток смещен в обратном направлении и ток через резистор $R1$ не протекает. Сопротивление $R1$ выбирается достаточно большим (*вплоть до единиц мегаом*), что обеспечивает большое входное сопротивление каскада в рабочем диапазоне частот.

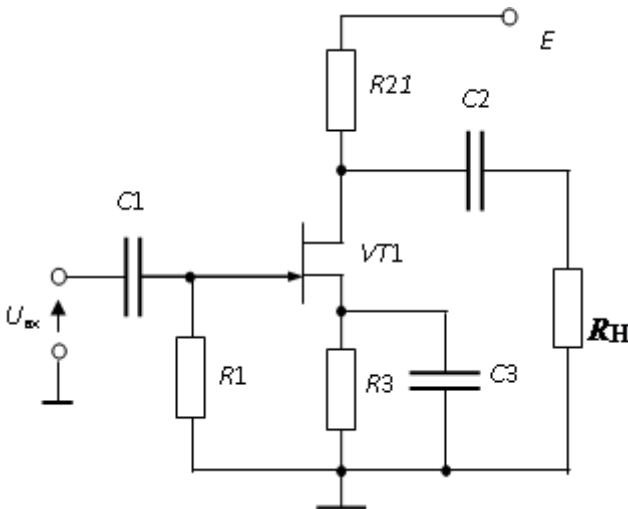


Рис. 12.1. Усилительный каскад по схеме с общим истоком

Переменная составляющая напряжения, формируемого на стоке транзистора $VT1$ за счет резистора $R2$, через разделительный конденсатор $C2$ поступает в нагрузку.

Блокировочный конденсатор СЗ устраняет ООС за счет резистора R3 в рабочем диапазоне частот.

По переменной составляющей исток транзистора VT1 заземлен и является общим электродом для источника входного сигнала и нагрузки. Следовательно, транзистор включен по схеме с общим истоком. Точку покоя выбирают на пологом участке выходных характеристик полевого транзистора, где он имеет большое выходное сопротивление.

По заданным координатам точки покоя А определяем сопротивления резисторов:

$$R3 = \frac{|U_{3И0}|}{I_0}; \quad (12.1)$$

$$R2 = \frac{E - U_0 - |U_{3И0}|}{I_0}. \quad (12.2)$$

12.2. Анализ каскада в области средних и верхних частот

Малосигнальная эквивалентная схема каскада с общим истоком (ОИ) для средних частот приведена на рис. 12.2. Выходная цепь полевого транзистора представлена эквивалентным генератором тока $SU_{3И} = SU_{ВХ}$ с внутренним сопротивлением R_i .

Ток $SU_{ВХ}$ создает на эквивалентном сопротивлении выходной цепи $R_{\text{экв}} = R_i \parallel R2 \parallel R_H$ падение напряжения, равное по величине, но противоположное по направлению $U_{\text{ВЫХ}}$. Поэтому $U_{\text{ВЫХ}} = -SU_{\text{ВХ}} R_{\text{экв}}$.

Отсюда можно записать выражение для оценки коэффициента усиления по напряжению в области средних частот:

$$K_0 = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = -SR_{\text{экв}}. \quad (12.2)$$

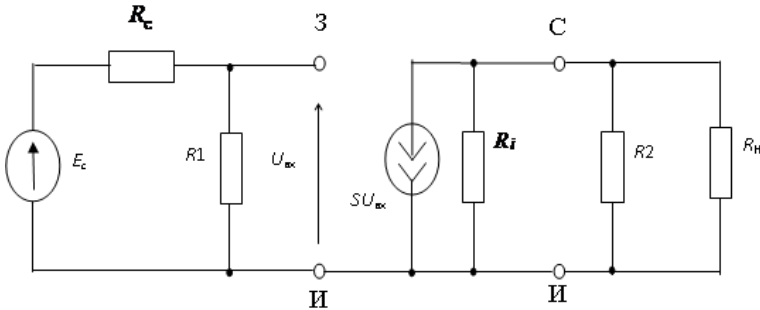


Рис. 12.2. Эквивалентная схема каскада с ОИ для средних частот

Знак «минус» подчеркивает свойство каскада инвертировать фазу усиливаемого сигнала.

Крутизна характеристики полевого транзистора S представляет собой отношение изменения тока стока к изменению напряжения на затворе при коротком замыкании по переменному току на выходе транзистора в схеме с ОИ:

$$S = \frac{dI_c}{dU_{3И}} \big|_{U_{СИ}=const.} \quad (12.3)$$

Выходное сопротивление каскада:

$$R_{\text{вых}} = R_i \parallel R_2. \quad (12.4)$$

Входное сопротивление каскада:

$$R_{\text{вх}} = R_1. \quad (12.5)$$

Сквозной коэффициент усиления:

$$K_e = \frac{U_{\text{вых}}}{E_c} = \frac{R_1}{R_c + R_1} \cdot K_0.$$

Практически он совпадает с K_0 , так как сопротивление резистора в цепи затвора R_1 может быть выбрано значительно большим внутреннего сопротивления источника сигнала R_c .

Однако следует учесть, что при очень больших значениях сопротивления R_1 обратный ток р-п-перехода затвор – исток (он мал, но сильно зависит от температуры) может значительно влиять на стабильность режима VT1 по постоянному току. Предельное значение сопротивления R_1 ограничено величиной порядка нескольких мегаом.

Режим работы при малом сигнале стремятся выбрать экономичным, однако при уменьшении I_0 падает крутизна характеристики S и коэффициент усиления каскада.

Эквивалентную схему каскада для верхних частот (рис. 12.3) получаем, добавляя в схему для средних частот межэлектродные емкости полевого транзистора и емкость нагрузки (*при ее наличии*). Сопротивление R_1 опущено, так как предполагается, что $R_1 \gg R_c$.

Оценим величину входного тока, который потребляется от источника сигнала на верхних частотах:

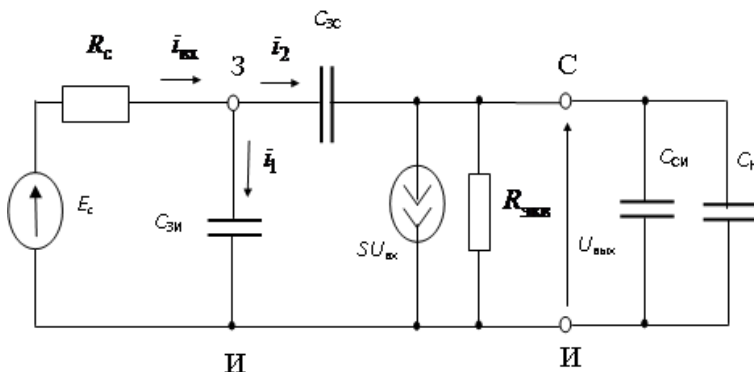


Рис. 12.3. Эквивалентная схема каскада с ОИ для верхних частот

$$i_{\text{вх}} = i_1 + i_2 = j\omega C_{\text{зи}} U_{\text{вх}} + j\omega C_{\text{зс}} (U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}) = j\omega U_{\text{вх}} C_{\text{зи}} + j\omega U_{\text{вх}} C_{\text{зс}} (1 + K_0).$$

Таким образом, источник сигнала на верхних частотах нагружен на эквивалентную входную емкость:

$$C_{\text{вх}} = C_{\text{зи}} + C_{\text{зс}} (1 + K_0). \quad (12.6)$$

Суммарная емкость выходной цепи:

$$C_{\text{вых}} = C_{\text{си}} + C_{\text{н}}. \quad (12.7)$$

С учетом этих обозначений эквивалентную схему можно упростить (рис. 12.4).

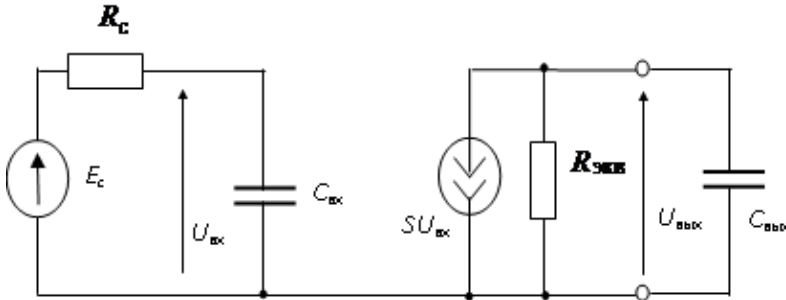


Рис. 12.4. Эквивалентная схема каскада с ОИ для ВЧ

Эквивалентное сопротивление выходной цепи каскада:

$$Z_{\text{экв}}(p) = R_{\text{экв}} \parallel \frac{1}{pC_{\text{вых}}} = \frac{R_{\text{экв}}}{1 + p\tau_{\text{вых}}}, \quad (12.8)$$

где $\tau_{\text{вых}} = R_{\text{экв}} C_{\text{вых}}$ – постоянная времени выходной цепи.

Коэффициент усиления каскада по напряжению в области верхних частот:

$$K_{\text{в}}(p) = \frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}} = -SZ_{\text{экв}}(p) = \frac{-SR_{\text{экв}}}{1 + p\tau_{\text{вых}}} = \frac{K_0}{1 + p\tau_{\text{вых}}}. \quad (12.9)$$

Если внутреннее сопротивление источника сигнала не равно нулю, существенное влияние на свойства каскада в области верхних частот может оказать входная емкость $C_{\text{вх}}$. Входное сопротивление каскада уже не равно бесконечности, образуется делитель напряжения во входной цепи, и входное напряжение оказывается меньшим ЭДС источника сигнала.

Коэффициент передачи входной цепи каскада:

$$K_{\text{вх}}(p) = \frac{U_{\text{вх}}(p)}{E_c} = \frac{\frac{1}{pC_{\text{вх}}}}{R_c + \frac{1}{pC_{\text{вх}}}} = \frac{1}{1 + p\tau_{\text{вх}}}, \quad (12.10)$$

где $\tau_{\text{вх}} = R_c C_{\text{вх}}$ – постоянная времени входной цепи.

Суммарное влияние емкостей $C_{\text{вх}}$ и $C_{\text{вых}}$ отражают следующие соотношения:

$$K_{\text{ев}}(p) = \frac{U_{\text{вых}}(p)}{E_c} = K_{\text{вх}}(p) \cdot K_{\text{б}}(p) = \frac{K_0}{(1 + p\tau_{\text{вх}})(1 + p\tau_{\text{вых}})};$$

$$M_{\text{б}}(\omega) = \sqrt{1 + (\omega\tau_{\text{вх}})^2} \cdot \sqrt{1 + (\omega\tau_{\text{вых}})^2}. \quad (12.11)$$

$$\varphi_{\text{б}}(\omega) = -\arctg \omega\tau_{\text{вх}} - \arctg \omega\tau_{\text{вых}}. \quad (12.12)$$

$$t_{\phi} = \sqrt{t_{\phi\text{вх}}^2 + t_{\phi\text{вых}}^2} = \sqrt{(2,2\tau_{\text{вх}})^2 + (2,2\tau_{\text{вых}})^2}. \quad (12.13)$$

Если постоянные времени $\tau_{\text{вх}}$ и $\tau_{\text{вых}}$ существенно отличаются (в пять и более раз), при оценке частотных, фазовых или переходных искажений по формулам (12.11), (12.12) и (12.13) достаточно учесть большую из них.

12.3. Каскад с последовательной ООС по току

При отключении конденсатора C_3 (рис. 12.1.) в рассматриваемом каскаде действует последовательная ООС по току за счет резистора R_3 . Усиливаемое транзистором напряжение $u_{\text{зи}}$ определяется как разность входного напряжения и сигнала обратной связи $U_{\text{ос}}$, формируемого за счет протекания по R_3 переменной составляющей тока стока.

На рис. 12.5 а приведена расчетная схема такого усилителя для области средних частот, эквивалентная схема выходной цепи – на рис. 12.5 б.

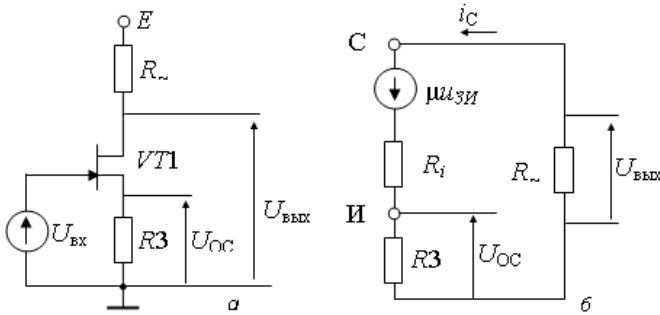


Рис. 12.5. Усилительный каскад с последовательной ООС по току

Работу усилительного каскада с ООС описывает следующая система уравнений:

$$\begin{cases} u_{зи} = U_{вх} - U_{ос}; \\ U_{ос} = i_c R_3; \\ i_c = \frac{\mu u_{зи}}{R_i + R_{н} + R_3}; \\ U_{вых} = -i_c R_{н}. \end{cases} \quad (12.14)$$

Эту систему уравнений наглядно отражает сигнальный граф, представленный на рис. 12.6.

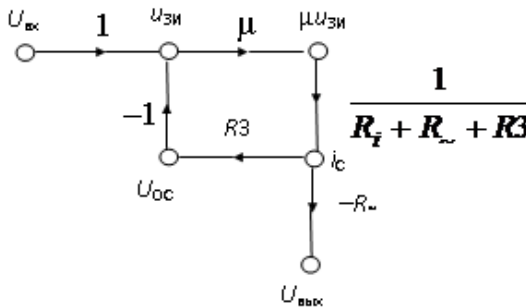


Рис. 12.6. Сигнальный граф каскада с обратной связью

Сигнальным графом называют совокупность узлов и соединяющих их ветвей, стрелки на которых указывают направление передачи сигнала от одного узла к другому. Узлами обычно являются токи или напряжения исследуемых электрических цепей.

Каждая ветвь характеризуется величиной передачи, под которой понимают отношение выходной величины к входной. Сигнальный граф цепи заключает в себе ту же информацию, что и система уравнений. Только эта информация выражена графически. Преобразованию системы уравнений соответствуют эквивалентные преобразования сигнального графа. В частности, передачи последовательно соединенных ветвей графа перемножаются, а параллельно соединенных – суммируются. На графе виден контур ООС с петлевым усилением

$$T = \frac{-\mu R_3}{R_i + R_{\sim} + R_3}.$$

Коэффициент передачи такого графа определяется выражением:

$$K_{\text{ОС}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{K_{\text{пр}}}{1 - T},$$

где $K_{\text{пр}} = \frac{-\mu R_{\sim}}{R_i + R_{\sim} + R_3}$ – прямая передача графа от $U_{\text{ВХ}}$ к $U_{\text{ВЫХ}}$,

полученная перемножением коэффициентов передачи отдельных ветвей прямого пути от узла $U_{\text{ВХ}}$ к узлу $U_{\text{ВЫХ}}$.

Таким образом, коэффициент усиления по напряжению каскада с ООС определится выражением:

$$K_{\text{ОС}} = \frac{-\mu R_{\sim} / (R_i + R_{\sim} + R_3)}{1 + \mu R_3 / (R_i + R_{\sim} + R_3)} = \frac{-\mu R_{\sim}}{R_i + R_{\sim} + R_3(1 + \mu)}, \quad (12.15)$$

где $\mu = SR_i$ – статический коэффициент усиления полевого транзистора по напряжению;

$R_{\sim} = R_2 \parallel R_{\text{Н}}$ – сопротивление выходной цепи каскада переменному току.

В каскаде без обратной связи коэффициент усиления равен:

$$K_0 = \frac{U_{\text{Вых}}}{U_{\text{Вх}}} = -SR_{\text{эКВ}} = \frac{-\mu R_{\sim}}{R_i + R_{\sim}}. \quad (12.16)$$

Сравнение выражений (12.15) и (12.16) показывает, что усиление при введении ООС уменьшается в A раз,

$$\text{где } A = \frac{K_0}{K_{\text{ОС}}} = \frac{R_{\sim} + R_i + R_3(1+\mu)}{R_{\sim} + R_i} - \text{глубина обратной связи.} \quad (12.17)$$

Рассмотрим влияние элементов R_3 , C_3 на коэффициент усиления каскада (см. рис. 12.1) в области нижних частот. Для этого воспользуемся выражением (12.15), заменив в нем R_3 на

$$Z_3(p) = R_3 \parallel \frac{1}{pC_3} = \frac{R_3}{1 + p\tau_3}, \text{ где } \tau_3 = C_3 R_3.$$

Выполнив эту подстановку, получим:

$$K(p) = K_0 \frac{1 + \frac{1}{p\tau_3}}{1 + \frac{A}{p\tau_3}}. \quad (12.18)$$

ЛАЧХ, соответствующая передаточной функции (12.18), построена на рис. 12.7. В области средних частот (выше $\omega = A/\tau_3$) коэффициент передачи каскада стремится к K_0 . Ниже частоты $\omega = A/\tau_3$ коэффициент усиления падает за счет действия ООС, стремясь на очень низких частотах (ниже $\omega = 1/\tau_3$) к значению $K_{\text{ОС}}$. Вносимые конденсатором C_3 частотные искажения обусловлены в первом приближении постоянной времени τ_3/A (см. рис. 12.7):

$$M_3(\omega) \approx \sqrt{1 + \left(\frac{A}{\omega\tau_3} \right)^2}. \quad (12.19)$$

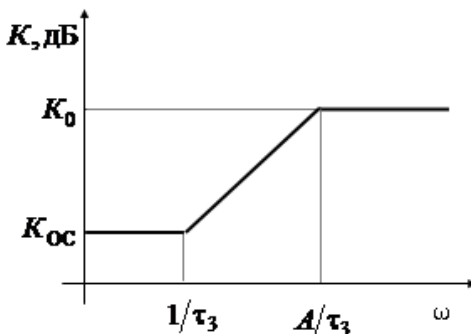


Рис. 12.7. ЛАЧХ каскада (рис. 9.1), учитывающая влияние цепочки С3, R3

Из соотношения (12.18) можно получить выражение для расчета емкости конденсатора С3 по допустимой величине коэффициента частотных искажений M_3 на нижней рабочей частоте f_H :

$$C3 \geq \frac{A}{2\pi f_H R3 \sqrt{M_3^2 - 1}}. \quad (12.20)$$

Суммарное влияние конденсаторов С1, С2 и С3 на спад вершины импульса длительностью t_H определяется соотношением:

$$\Delta = \frac{t_H}{\tau_1} + \frac{t_H}{\tau_2} + \frac{t_H \cdot A}{\tau_3}, \quad (12.21)$$

где $\tau_1 = C1(R1 + R_c)$, $\tau_2 = C2(R_H + R2 \parallel R_i)$.

Результирующий коэффициент частотных искажений на нижних частотах за счет этих конденсаторов можно оценить по формуле:

$$M_H(\omega) = \sqrt{1 + \frac{1}{(\omega\tau_1)^2}} \cdot \sqrt{1 + \frac{1}{(\omega\tau_2)^2}} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{A}{\omega\tau_3}\right)^2}. \quad (12.22)$$

13. УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ

13.1. Трансформаторный выходной каскад в режиме класса А

При проектировании выходных каскадов усилителей, которые часто называют *усилителями мощности*, стремятся максимально полно использовать напряжение и ток источника питания с целью обеспечения более высокого коэффициента полезного действия. Главное назначение выходного каскада – получение требуемой мощности P_H в заданной нагрузке R_H . Оно обеспечивается прежде всего выбором соответствующего транзистора.

Повышение КПД возможно за счет использования трансформаторной связи с нагрузкой, а также режимов усиления классов В, АВ и С.

На рис. 13.1 а приведена схема трансформаторного усилителя мощности с ОЭ в режиме класса А.

Выбор положения точки покоя прежде всего ограничен условиями:

$$I_{min} < I_0 < I_{K доп}; U_{min} < U_0 < U_{KЭ доп}; P_K = U_0 I_0 < P_{K доп},$$

где $I_{K доп}$, $U_{KЭ доп}$, $P_{K доп}$ – предельно допустимые для данного транзистора значения тока коллектора, коллекторного напряжения и мощности рассеяния на коллекторном переходе. Графическое представление этих неравенств выделяют рабочую область на выходных характеристиках транзистора. Рабочая точка А выбирается на нагрузочной прямой постоянного тока, проходящей вертикально при $U_{KЭ} = U_0 = E$. Через точку А проведена нагрузочная прямая переменного тока.

Мощность сигнала в коллекторной цепи транзистора графически соответствует площади заштрихованных треугольников (рис. 13.1 а), где $\eta_{тр} \approx 0,8...0,9$ – КПД трансформатора:

$$P_{\sim} = \frac{P_H}{\eta_{тр}} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \cdot \frac{U_m}{\sqrt{2}} = \frac{I_m U_m}{2} = S_{\Delta}$$

Амплитуда переменного напряжения на коллекторе

$$U_m = E - U_{min}.$$

Амплитуда переменной составляющей тока коллектора

$$I_m = \frac{2P_{\sim}}{U_m}.$$

Сопротивление выходной цепи переменному току

$$R_{\sim} = \frac{U_m}{I_m}.$$

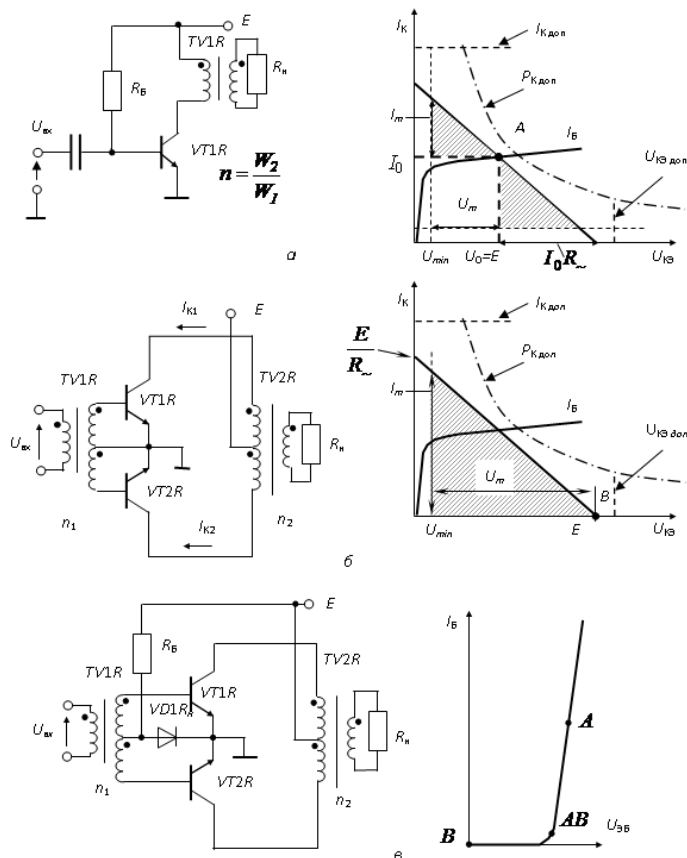


Рис. 13.1. Схемы трансформаторных выходных каскадов в режимах усиления класса А (а), В (б), АВ (в)

Коэффициент трансформации $n = \frac{W_2}{W_1}$ выбирают таким, чтобы пересчитанное к первичной цепи сопротивление нагрузки соответствовало рассчитанной выше величине $R_{\sim}$, обеспечивающей требуемую мощность P_H :

$$R_{\sim} = \frac{R_H}{\eta_{\text{тр}} n^2}, \text{ откуда } n = \sqrt{\frac{R_H}{\eta_{\text{тр}} R_{\sim}}}. \quad (13.2)$$

Ток коллектора в рабочей точке $I_0 = I_m + I_{\min}$.

Полная мощность, потребляемая от источника питания $P_{\Sigma} = I_0 \cdot E$.

Коэффициент полезного действия каскада:

$$\eta = \frac{R_H}{P_{\Sigma}} = \frac{\eta_{\text{тр}} I_m U_m}{2 I_0 E} = 0,5 \eta_{\text{тр}} \xi \psi, \quad (13.3)$$

где $\xi = \frac{I_m}{I_0} < 1$ – коэффициент использования транзистора по току;

$\psi = \frac{U_m}{E} < 1$ – коэффициент использования транзистора по напряжению.

Максимальное теоретическое значение КПД трансформаторного каскада в режиме А равно 50 % (при $\eta_{\text{тр}} = \xi = \psi = 1$). В практических схемах удается реализовать $\eta = (20 - 30) \%$.

Самым тяжелым для транзистора является режим покоя, когда на коллекторе рассеивается мощность $P_0 = U_0 I_0$. При подаче входного сигнала она уменьшается до значения $P_K = P_0 - P_{\sim}$. Соотношения для выбора транзистора:

$$P_{K \text{ доп}} > P_0 \approx 2,5 P_H;$$

$$U_{K \text{ Э доп}} \geq 2 E;$$

$$I_{K \text{ доп}} \geq 2 I_0.$$

Суммарная поверхность пластинчатого радиатора, на который надо установить транзистор, чтобы при максимальной температуре окружающей среды ($T_{с\max}$) температура перехода не превышала допустимого значения ($T_{п\max}$), определяется выражением:

$$S_{\text{рад}}, \text{ см}^2 \geq \frac{1500}{\frac{T_{п\max} - T_{с\max}}{P_0} - R_{\text{пк}}}, \quad (13.4)$$

где $R_{\text{пк}}$, $^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$ – тепловое сопротивление участка переход – корпус транзистора, являющееся справочным параметром используемого транзистора.

Трансформатор TV1 в каскаде работает с постоянным подмагничиванием сердечника. Ток I_0 должен быть меньше тока намагничивания. Сердечник обычно выполняют с зазором.

Другой недостаток рассматриваемой схемы – трудность температурной стабилизации режима работы транзистора.

С этой целью в качестве $R_{\text{Б}}$ можно использовать нелинейное сопротивление, значение которого растет с ростом температуры окружающей среды [28].

13.2. Трансформаторный выходной каскад в режимах В и АВ

Более высокий КПД позволяет получить двухтактный выходной каскад в режиме класса В (рис. 13.1 б).

В состоянии покоя (при $U_{\text{вх}} = 0$) транзисторы VT1 и VT2 закрыты, так как по постоянному току их эмиттерные переходы закорочены активным сопротивлением вторичных обмоток трансформатора TV1.

Рабочая точка В находится в начале координат входной характеристики транзистора (рис. 13.1 в), токи базы и коллектора транзисторов VT1 и VT2 равны нулю. К транзисторам прикладывается все напряжение источника питания ($U_{\text{кэ}} = E$ на выходных характеристиках).

При подаче входного напряжения трансформатор TV1 формирует на базах транзисторов VT1 и VT2 равные по величине, но противоположные по фазе сигналы.

В положительный полупериод напряжения на базе VT1 этот транзистор обеспечивает протекание тока I_{K1} от плюса источника питания E через верхнюю половину первичной обмотки трансформатора TV2, формируя на его коллекторе перепад напряжения амплитудой U_m .

В это время транзистор VT2 закрыт и к его коллектору прикладывается максимальное обратное напряжение $E+U_m$.

В отрицательный полупериод напряжения на базе VT1 этот транзистор закрыт, но VT2 обеспечивает протекание тока I_{K2} , который создает в сердечнике трансформатора TV2 магнитный поток противоположного направления, чем I_{K1} . Постоянное подмагничивание сердечников отсутствует как в выходном (TV2), так и во входном (TV1) трансформаторе.

Основные соотношения для расчета каскада:

1) мощность переменного сигнала в коллекторной цепи транзисторов (соответствует площади заштрихованного на рис. 13.1 б треугольника):

$$P_{\sim} = \frac{P_n}{\eta_{тр}} = \frac{I_m \psi E}{2}; \quad (13.5)$$

2) амплитуда коллекторного напряжения может быть получена чуть меньше, чем напряжение источника питания E :

$$U_m = E - U_{min};$$

3) амплитуда тока коллектора транзистора:

$$I_m = \frac{2P_{\sim}}{U_m};$$

4) сопротивление выходной цепи переменному току:

$$R_{\sim} = \frac{U_m}{I_m};$$

5) коэффициент трансформации выходного трансформатора:

$$n_2 = \sqrt{\frac{R_n}{\eta_{\text{тр}} R_{\sim}}};$$

6) мощность, потребляемая от источника питания

$$P_{\Sigma} = I_{\text{ср}} E, \quad (13.6)$$

где $I_{\text{ср}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_m \sin \varphi d\varphi = \frac{2I_m}{\pi}$ – среднее значение тока в

цепи источника питания;

7) коэффициент полезного действия каскада:

$$\eta = \frac{P_n}{P_{\Sigma}} = \frac{\eta_{\text{тр}} \psi E I_m / 2}{2 E I_m / \pi} = \psi \frac{\pi}{4} \eta_{\text{тр}}. \quad (13.7)$$

Максимальное теоретическое значение КПД составляет 78 % (при $\psi = \eta_{\text{тр}} = 1$). В практических схемах удается реализовать $\eta = (50\text{--}60) \%$.

Мощность, рассеиваемая в транзисторах, определяется выражением

$$P = P_{\Sigma} - P_{\sim} = \frac{2}{\pi} E I_m - \frac{I_m^2 R_{\sim}}{2}. \quad (13.8)$$

Эта зависимость носит экстремальный характер. Наиболее тяжелым для транзисторов является режим $U_{\text{вх1}}$, при котором

$$P = 0,2 \frac{E^2}{R_{\sim}}.$$

Соотношения для выбора транзисторов:

$$P_{\text{Кдоп}} > 0,1 \cdot E^2 / R_{\sim};$$

$$U_{\text{КЭдоп}} > 2E;$$

$$I_{\text{Кдоп}} > 2E / R_{\sim}.$$

Недостатком режима класса В являются искажения сигнала, особенно заметные в момент перехода через нуль (искажение типа «ступенька»). Поэтому в практических схемах чаще используют режим АВ (рис. 13.1 в). Ток в рабочей точке в режиме АВ выбирается равным не нулю, а порядка 5 % от максимального. КПД при этом незначительно снижается по сравнению с режимом В, но существенно уменьшается уровень нелинейных искажений. Необходимая величина напряжения смещения задается в результате падения напряжения на диоде VD1. Это напряжение с ростом температуры уменьшается, что способствует температурной стабилизации начального режима работы транзисторов VT1 и VT2. Заметим, что при полной симметрии плеч четные гармоники в двухтактном выходном каскаде отсутствуют.

13.3. Влияние трансформатора на частотную характеристику усилителя

Трансформатор обеспечивает большую гибкость схемы (возможность получить требуемую мощность в нагрузке R_H при различных E), однако вносит дополнительные частотные искажения. Эквивалентная схема выходной цепи трансформаторного каскада представлена на рис. 13.2. Трансформатор заменен схемой замещения, где введены следующие обозначения:

r_1 – омическое сопротивление первичной обмотки;

$$r_2' = \frac{r_2}{n^2} \quad - \quad \text{сопротивление вторичной обмотки,}$$

пересчитанное к первичной;

L_{S1} – индуктивность рассеяния первичной обмотки;

$$L_{S2}' = \frac{L_{S2}}{n^2} \quad - \quad \text{индуктивность рассеяния вторичной обмотки,}$$

пересчитанная к первичной;

L – индуктивность намагничивания трансформатора;

$$R_H' = \frac{R_H}{n^2} \quad - \quad \text{сопротивление нагрузки, пересчитанное к}$$

первичной обмотке.

В области нижних частот сопротивление индуктивности намагничивания трансформатора $X_L = \omega L$ становится сравнимо с R'_H , и эквивалентное сопротивление нагрузки каскада переменному току уменьшается, что ведет к снижению коэффициента усиления по напряжению. Коэффициент частотных искажений определяется выражением:

$$M_L = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega \tau_L} \right)^2},$$

где $\tau_L = \frac{L}{R_\sim}$, $R_\sim = r_1 + r'_2 + R'_H = \eta_{mp} \frac{R_H}{n^2}$, $\eta_{mp} = \frac{R'_H}{r_1 + r'_2 + R'_H}$.

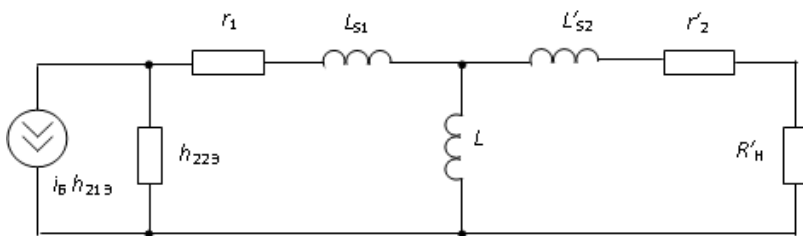


Рис. 13.2. Эквивалентная схема выходной цепи трансформаторного каскада

В области верхних частот с сопротивлением R'_H становится сравнимо суммарное сопротивление индуктивности рассеяния трансформатора $X_{L_S} = \omega L_S$, ($L_S = L_{S1} + L'_{S2}$). Образуется делитель напряжения в выходной цепи, снижающий усиление каскада по напряжению. Коэффициент частотных искажений можно рассчитать по формуле:

$$M_{L_S} = \sqrt{1 + (\omega \tau_{L_S})^2},$$

где $\tau_{L_S} = \frac{L_S}{R_\sim + 1/h_{22Э}}$.

13.4. Бестрансформаторные выходные каскады

13.4.1. Выходные каскады в режиме класса В

Трансформаторные каскады хорошо зарекомендовали себя при работе на фиксированной частоте промышленной сети 50 или 400 Гц. При усилении сигналов в широкой полосе частот предпочтение отдается бестрансформаторным схемам выходных каскадов.

Простейший двухтактный выходной каскад в режиме класса В строится на транзисторах разного типа проводимости по схеме эмиттерного повторителя (рис. 13.3 а). При $U_{вх} = 0$ оба транзистора закрыты, и ток через нагрузку не протекает. В положительный полупериод, когда $U_{вх}$ превышает напряжение отпирания транзистора VT1, он переходит в линейный режим, и $U_{вх}$ повторяется на сопротивлении нагрузки R_n (ток протекает от источника +E).

Аналогичным образом в отрицательный полупериод $U_{вх}$ повторяется на нагрузке R_n после отпирания транзистора VT2 (ток протекает от источника -E). Достоинство режима класса В – сравнительно высокий КПД. Он определяется соотношением $\eta = \psi\pi/4$, где $\psi = U_{вх}/E$ – коэффициент использования напряжения источника питания, $U_{вх}$ – амплитуда выходного синусоидального напряжения. Недостатком режима В являются большие нелинейные искажения $U_{вх}$, особенно заметные в момент перехода $U_{вх}$ через нуль (характерная ступенька).

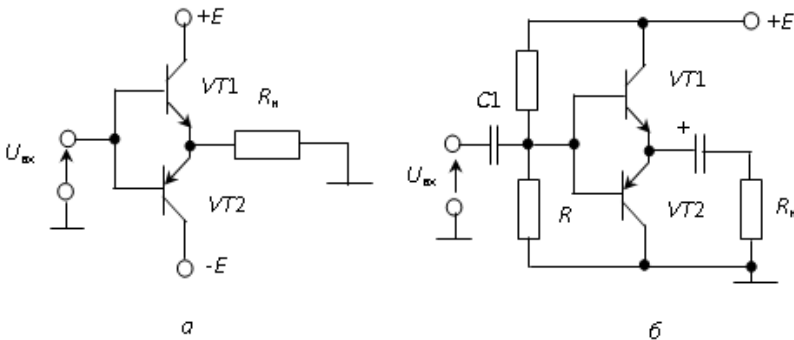


Рис. 13.3. Схемы каскадов в режиме класса В

На рис. 13.3 б показан аналогичный каскад при однополярном источнике питания. Делитель задает потенциал баз транзисторов VT1, VT2 на уровне $E/2$. В положительный полупериод конденсатор C2 подзарядается через транзистор VT1 и нагрузку, в отрицательный полупериод он частично разряжается через транзистор VT2 и R_H .

Обычно на конденсаторе устанавливается постоянная составляющая напряжения $U_{C2} = E/2$, которая при большой величине емкости конденсатора практически не меняется. В отрицательный полупериод (когда транзистор VT1 закрыт) конденсатор C2 выполняет роль источника питания. В положительный полупериод ток через нагрузку протекает под действием разности напряжений E и U_{C2} .

13.4.2. Выходной каскад в режиме класса АВ

Схемы (рис. 13.3) обеспечивают лишь усиление по току. Амплитуда входного напряжения должна быть несколько больше требуемой амплитуды $U_{\text{вых}}$, так как коэффициент усиления по напряжению эмиттерного повторителя меньше единицы. Для уменьшения нелинейных искажений транзисторы выходного каскада переводят в режим АВ и обычно запитывают от каскада предварительного усиления, выполненного на транзисторе VT1 по схеме с ОЭ (рис. 13.4).

Необходимое для режима АВ начальное смещение выходных транзисторов VT2 и VT3 создается за счет падения напряжения на диодах VD1 и VD2. Каскад на VT1 обеспечивает усиление по напряжению, а выходной каскад на транзисторах VT2, VT3 – усиление по току. С ростом температуры уменьшается падение напряжения на диодах, что способствует температурной стабильности начального режима работы транзисторов VT2, VT3. Падение напряжения на диодах должно быть равно $2U_{\text{ЭБ20}}$. Если оно меньше, между диодами VD1 и VD2 можно включить подстроечный резистор.

Ток покоя выходных транзисторов выбирают порядка 5 % от максимального тока нагрузки $I_0 = 0,05I_H$.

При этом среднее значение тока выходных транзисторов в номинальном режиме $I_{cp} = 0,33I_H$.

Мощность, потребляемая выходным каскадом, $P_{\Sigma} = I_{cp}E$.

КПД выходного каскада $\eta = \frac{P_H}{P_{\Sigma}}$.

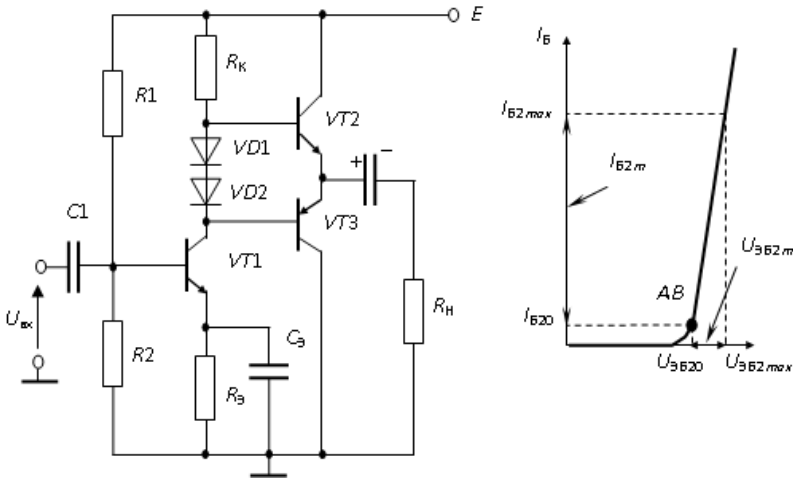


Рис. 13.4. Схема выходного каскада в режиме АВ

Величину емкости разделительного конденсатора в связи с нагрузкой C2 по допустимому коэффициенту частотных искажений M_{C2} на нижней граничной частоте f_H можно оценить следующим образом:

$$C2 \geq \frac{1}{2\pi f_H (R_H + R_{\text{вых}}) \sqrt{M_{C2}^2 - 1}},$$

где $R_{\text{вых}} = \frac{R_K + \frac{U_{\text{ЭБ2m}}}{I_{\text{Б2m}}}}{1 + \beta}$ – выходное сопротивление эмиттерного повторителя.

Резистор R_3 обеспечивает температурную стабилизацию режима работы транзистора VT1. Падение напряжения на R_3 задают небольшим, чтобы сохранить высокий КПД каскада. За счет резистора R_3 вводится последовательная отрицательная обратная связь (ООС) по постоянному току. Если блокировочный конденсатор C_3 не поставить, она будет действовать и на переменном токе, увеличивая входное сопротивление каскада, но, снижая коэффициент усиления по напряжению до величины $K_U = \frac{\beta R_K}{h_{113} + R_3(1+\beta)}$.

При наличии конденсатора C_3 отрицательная обратная связь на переменном токе отсутствует, и коэффициент усиления по напряжению $K_U = \frac{\beta R_K}{h_{113}}$.

Для стабилизации режима работы выходных транзисторов резистор $R1$ часто подключают не к источнику E , а к общей точке эмиттеров VT2 и VT3. Тогда в усилителе действует на постоянном токе местная ООС по току – за счет резистора R_3 и общая ООС по напряжению – за счет резистора $R1$.

Но параллельная ООС по напряжению будет и на переменном токе. Она снизит величины входного и выходного сопротивлений каскада.

Входное сопротивление усилителя в этом случае можно рассчитать по формуле:

$$R_{вх} = R2 \parallel \left\| \frac{R1}{K_U} \right\| h_{113}.$$

Недостаток рассматриваемой схемы состоит в том, что максимально достижимая амплитуда переменного напряжения на коллекторе транзистора VT1 заметно меньше половины напряжения источника питания E , т. е. недостаточна для полной раскачки оконечных транзисторов. При их полной раскачке амплитуда напряжения на нагрузке максимальна и близка к $E/2$, а требуемая амплитуда переменного напряжения на базах оконечных транзисторов больше, так как они включены по схеме эмиттерных повторителей.

ПОС подается в цепь питания VT1 через элементы $R_{св}$ и $C_{св}$, и ее называют *обратной связью по питанию, или вольтодобавкой*.

ПОС увеличивает напряжение питания предоконечного каскада в полупериод закрытия VT1, что позволяет снять с VT1 амплитуду напряжения, достаточную для полного открывания VT2. За счет ПОС существенно возрастает и коэффициент усиления каскада по напряжению.

13.4.4. Выходной каскад УНЧ с квазидополнительной симметрией

При большой величине мощности, отдаваемой в нагрузку (*единицы – десятки ватт*), для уменьшения тока покоя VT1 в двухтактном выходном каскаде применяют составные транзисторы, причем оконечные транзисторы берут однотипными с целью их унификации (рис. 13.6). Такие схемы каскадов называют *схемами с квазидополнительной симметрией*.

Здесь транзисторы VT2, VT4 образуют составной эмиттерный повторитель (ОК – ОК), а транзисторы VT3, VT5 – двухкаскадный усилитель ОЭ – ОЭ со 100 %-ной последовательной ООС по напряжению, также неинвертирующий фазу, имеющий $K_U \approx 1$ и другие характеристики, подобные каскаду с ОК.

Резисторы R3 – R6 служат для симметрирования схемы и стабилизации исходных рабочих точек оконечных транзисторов. Чтобы R5 и R6 не сильно уменьшали КПД, их сопротивления берут порядка 5...14 % от R_H . Сопротивления резисторов R3 и R4 принимают такими, чтобы их токи были в несколько раз больше исходных токов баз VT4 и VT5. Требуемое исходное напряжение на $R_{см}$ близко к сумме пороговых напряжений база – эмиттер транзисторов VT2, VT3, VT4 и составляет около двух вольт. Для термостабилизации тока покоя оконечных транзисторов вместо резистора $R_{см}$ часто включают два-три последовательно соединенных диода.

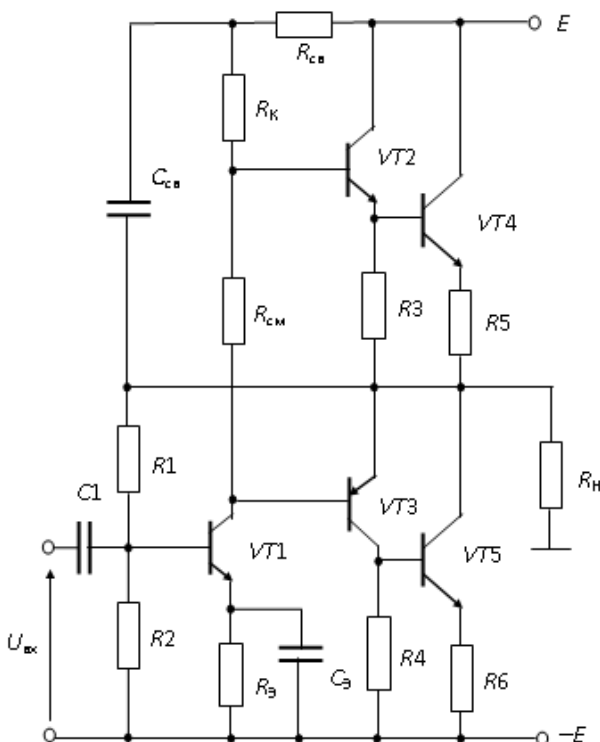


Рис. 13.6. Схема выходного каскада УНЧ с квазидополнительной симметрией

Усилитель питается от двухполярного источника. В точке покоя напряжение на нагрузке устанавливается равным нулю (это можно сделать изменением сопротивления резистора R_1), и выходной конденсатор большой емкости не требуется.

В УНЧ используются цепь параллельной ООС по напряжению через резистор R_1 и вольтдобавочная цепь параллельной положительной обратной связи по напряжению за счет элементов $R_{св}$ и $C_{св}$.

По переменному току резистор $R_{св}$ включен параллельно нагрузке. Поэтому, чтобы на нем терялась незначительная часть выходной мощности, принимают $R_{св} \geq (20...40)R_H$.

Обычно выбирают $R_{св} = R_{к}$.

Требуемая максимальная выходная мощность
транзисторов:

$$P_{\sim} = P_{H} (R_{H} + R5) / R_{H} .$$

Максимальная амплитуда тока нагрузки:

$$I_{Hmax} = \sqrt{2P_{H} / R_{H}} .$$

Ориентировочное значение напряжения питания одного плеча:

$$E = I_{Hmax} (R_{H} + R5) + U_{ост} ,$$

где остаточное напряжение составляет примерно 1В, так как коллекторы транзисторов VT2 и VT4 соединены и $U_{ост} > U_{БЭ4}$.

14. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

14.1. Дифференциальный усилительный каскад

При контроле и измерении многих неэлектрических величин возникает необходимость усиления сигналов очень низких частот. Для этого требуются усилители постоянного тока. УПТ обычно запитывают от двухполярного источника и обеспечивают в точке покоя $U_{\text{вых}} = 0$ при $U_{\text{вх}} = 0$. При построении УПТ невозможно использование разделительных конденсаторов и трансформаторов в цепи связи между каскадами и с нагрузкой, поэтому применяется непосредственная (гальваническая) связь каскадов [29].

Усилители постоянного тока имеют специфический недостаток – дрейф нуля, затрудняющий усиление малых напряжений и токов. Дрейф нуля заключается в том, что с течением времени изменяются токи транзисторов, и на выходе появляется напряжение в отсутствие входного сигнала. Причины дрейфа – нестабильность источников питания, старение транзисторов, изменение температуры окружающей среды. Нестабильность выходного напряжения УПТ $\Delta U_{\text{вых}}$ принципиально не отличается от полезного сигнала.

Величину дрейфа обычно оценивают дрейфом нуля, приведенным к входу УПТ:

$$e_{\text{др}} = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{K_e}. \quad (14.1)$$

Таким образом, $e_{\text{др}}$ – это такой источник, подключение которого к входу УПТ компенсирует нестабильность выходного напряжения.

Приведенный к входу дрейф нулевого уровня одиночного каскада УПТ на биполярном транзисторе нельзя сделать меньше ΔU_T , т. е. примерно 2 мВ/К. Введение отрицательной обратной связи не снижает $e_{\text{др}}$, так как, наряду со снижением нестабильности рабочей точки, еще в большей степени уменьшается коэффициент усиления каскада.

Для уменьшения дрейфа, кроме стабилизации питающих напряжений, применяют специальные схемы (рис. 14.1), так называемые *дифференциальные, или балансные усилительные каскады* (ДУ). Каскад обычно питается от двухполярного источника (с одинаковыми по величине напряжениями $+E$ и $-E$), относительно общей точки которого ведется отсчет входных ($U_{\text{вх}1}$ и $U_{\text{вх}2}$) и выходных ($U_{\text{вых}1}$ и $U_{\text{вых}2}$) напряжений (рис. 14.1 а).

Симметрия схемы относительно генератора постоянного тока I_r практически устраняет дрейф нулевого уровня из-за температурного смещения входных и выходных характеристик транзисторов $VT1$ и $VT2$ (транзисторы идентичны).

Если входные напряжения $U_{\text{вх}1}$ и $U_{\text{вх}2}$ совпадают по фазе и одинаковы по амплитуде (такие сигналы называют *синфазными*) $U_{\text{вх}1} = U_{\text{вх}2} = U_{\text{сф}}$, токи в плечах ДУ остаются постоянными (в силу симметрии схемы они равны $I_r/2$). При этом $U_{\text{вых}1} = U_{\text{вых}2} = E - I_r R_K/2$, а между коллекторами транзисторов $VT1$ и $VT2$ отсутствует разность потенциалов:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}1} - U_{\text{вых}2} = 0.$$

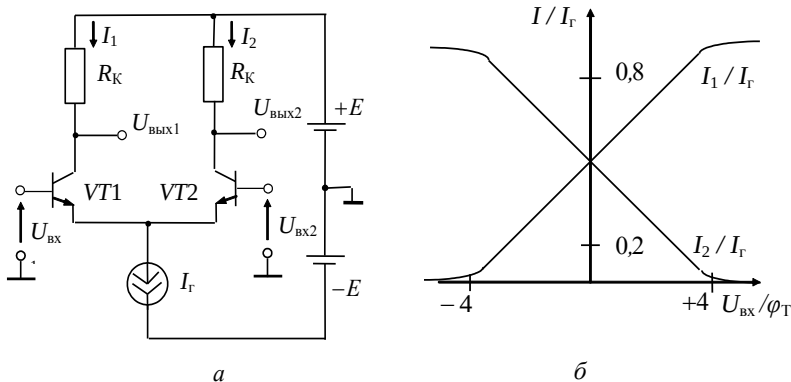


Рис. 14.1. Дифференциальный усилитель (а) и его вольт-амперная характеристика (б)

Если на вход ДУ подается дифференциальный входной сигнал $U_{\text{вх}} = U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}} \neq 0$, то происходит перераспределение токов между плечами каскада, но сумма токов $I_1 + I_2 = I_r$ остается постоянной. На рис. 14.1 б показаны зависимости I_1 и I_2 от $U_{\text{вх}}$, определяемые соотношениями:

$$I_1 = I_r / (1 + e^{-U_{\text{вх}}/\varphi_T}) \text{ и } I_2 = I_r / (1 + e^{U_{\text{вх}}/\varphi_T}),$$

где $\varphi_T = \frac{kT}{e}$ – температурный потенциал;

k – постоянная Больцмана;

T – температура перехода по абсолютной шкале;

e – заряд электрона.

При комнатной температуре $\varphi_T \approx 26$ мВ. Линейный диапазон изменения входного дифференциального напряжения составляет примерно $2\varphi_T$, а полный – $4\varphi_T$. Если нагрузка включается между коллекторами транзисторов VT1 и VT2 (например, стрелочный милливольтметр), реализуются усилительные свойства обеих половин ДУ. Но часто применяют и несимметричный выход, когда в качестве выходного сигнала используется изменение $U_{\text{вых1}}$ или $U_{\text{вых2}}$ ($\Delta U_{\text{вых1}}$ и $\Delta U_{\text{вых2}}$ равны по величине, но противоположны по фазе).

Для оценки коэффициентов передачи по напряжению для входного дифференциального сигнала $K_1 = \frac{\Delta U_{\text{вых1}}}{U_{\text{вх}}}$ и $K_2 = \frac{\Delta U_{\text{вых2}}}{U_{\text{вх}}}$

(рис. 14.2 а) воспользуемся эквивалентной схемой для приращений напряжений и токов (рис. 14.2 б).

Входное сопротивление для дифференциального сигнала (обходим контур ABC):

$$r_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{i_{\text{б}}} = \frac{r_6 i_{\text{б}} + r_3 i_{\text{э}} + r_3 i_{\text{э}} + r_6 i_{\text{б}}}{i_{\text{б}}} = 2[r_6 + r_3(1 + \beta)] = 2h_{11\text{э}}, \quad (14.2)$$

т. е. в два раза больше, чем для каскада по схеме с общим эмиттером.

Приращения выходных оценить как:

$$\Delta U_{\text{вых}2} = -\Delta U_{\text{вых}1} = \beta i_6 R_K.$$

Коэффициенты усиления входного дифференциального напряжения:

$$K = K_2 = -K_1 = \frac{\Delta U_{\text{вых}2}}{U_{\text{вх}}} = \frac{\beta i_6 R_K}{r_{\text{вх}} i_6} = \frac{\beta R_K}{2h_{11\Delta}}. \quad (14.3)$$

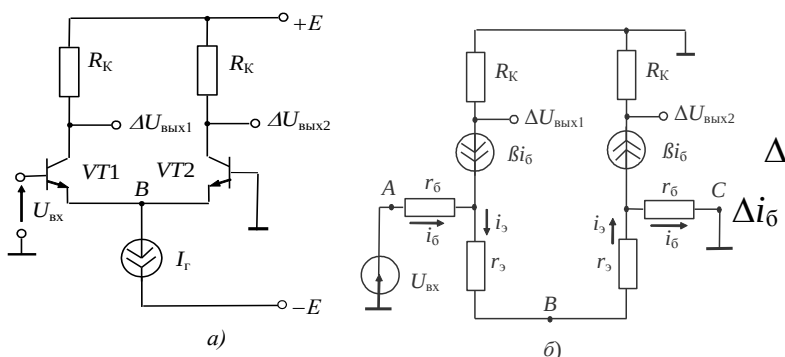


Рис. 14.2. Вариант схемы дифференциального усилителя (а) и эквивалентная схема для определения входного сопротивления и коэффициента усиления по напряжению для дифференциального сигнала (б)

Переменная составляющая напряжения в точке В (общая точка эмиттеров транзисторов VT1 и VT2) равна половине $U_{\text{вх}}$. Она является входным сигналом для транзистора VT2, включенного по схеме с общей базой. Его входное сопротивление является элементом последовательной обратной связи по току для транзистора VT1, увеличивающим входное сопротивление со стороны базы этого транзистора.

Сопротивление эмиттерного перехода связано с током эмиттера транзистора соотношением:

$$r_3 = \frac{\varphi_T}{I_3}. \quad (14.4)$$

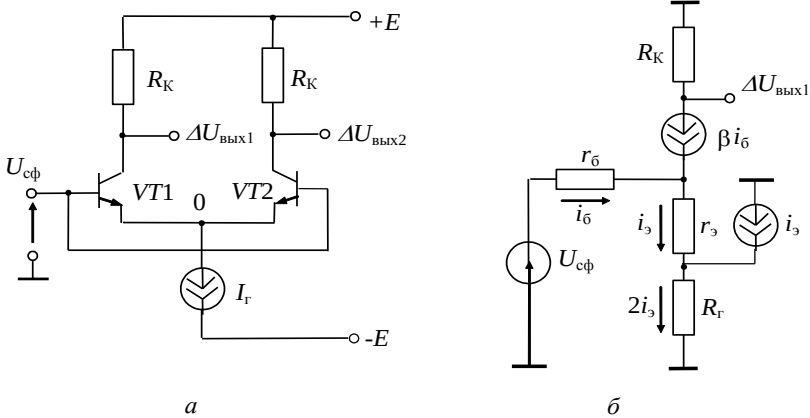


Рис. 14.3. Схема для оценки коэффициента передачи синфазного сигнала в дифференциальном усилителе

Для уменьшения входных токов и повышения входного сопротивления входной дифференциальный каскад переводят в режим микротоков. При этом $r_3(1+\beta) \gg r_6$ и справедливы соотношения:

$$r_{\text{вх}} \approx 2r_3(1+\beta) \text{ и } K = \frac{\beta R_K}{2r_3(1+\beta)} \approx \frac{R_K}{2r_3}. \quad (14.5)$$

Выходное сопротивление реального генератора постоянного тока R_r не равно бесконечности. Вследствие этого даже при полной симметрии плеч наблюдаются определенные изменения $U_{\text{вых1}}$ или $U_{\text{вых2}}$ при изменении входного синфазного напряжения (рис. 14.3 а). Для оценки коэффициента передачи синфазного напряжения воспользуемся эквивалентной схемой, приведенной к одному плечу дифференциального усилителя (рис. 14.3 б).

Входное сопротивление синфазному сигналу:

$$r_{\text{сф}} = \frac{U_{\text{сф}}}{i_{\text{с}}} = \frac{r_{\text{с}} i_{\text{с}} + r_{\text{г}} i_{\text{с}} + 2R_{\text{г}} i_{\text{с}}}{i_{\text{с}}} = r_{\text{с}} + (r_{\text{г}} + 2R_{\text{г}})(1 + \beta) \approx 2R_{\text{г}}(1 + \beta). \quad (14.6)$$

Коэффициент передачи синфазного напряжения:

$$K_{\text{сф}} = \frac{\Delta U_{\text{вых1}}}{U_{\text{сф}}} = \frac{\beta i_{\text{с}} R_{\text{К}}}{r_{\text{сф}} i_{\text{с}}} = \frac{\beta R_{\text{К}}}{2R_{\text{г}}(1 + \beta)} \approx \frac{R_{\text{К}}}{2R_{\text{г}}}. \quad (14.7)$$

Важной характеристикой дифференциального усилителя является коэффициент ослабления синфазного сигнала $M_{\text{сф}}$, определяемый отношением коэффициентов усиления K и $K_{\text{сф}}$:

$$M_{\text{сф}} = \frac{K}{K_{\text{сф}}} = \frac{\frac{R_{\text{К}}}{2r_{\text{с}}}}{\frac{R_{\text{К}}}{2R_{\text{г}}}} = \frac{R_{\text{г}}}{r_{\text{с}}}. \quad (14.8)$$

Его часто оценивают в децибелах: $M_{\text{сф}}, \text{дБ} = 20 \lg M_{\text{сф}}$.

14.2. Стабилизаторы тока

Варианты построения схем генераторов постоянного тока (стабилизаторов тока) для дифференциального усилительного каскада приведены на рис. 14.4 (в простейшую схему каскада вместо генератора тока включается резистор $R_{\text{г}}$) [30].

В схеме (рис. 4.4 а) эмиттерный ток транзистора $VT1$ задается с помощью базового делителя и резистора R_0 :

$$I_{\text{э}} = \left(\frac{E \cdot R_2}{R_1 + R_2} - U_{\text{эб}} \right) / R_0, \quad (14.9)$$

где $U_{эб} \approx 0,7\text{В}$ для кремниевого транзистора. Коллекторный ток практически повторяет ток эмиттера и почти не зависит от потенциала коллектора VT1. Поэтому:

$$I_r \approx \left(\frac{E \cdot R_2}{R_1 + R_2} - 0,7 \right) / R_0. \quad (14.10)$$

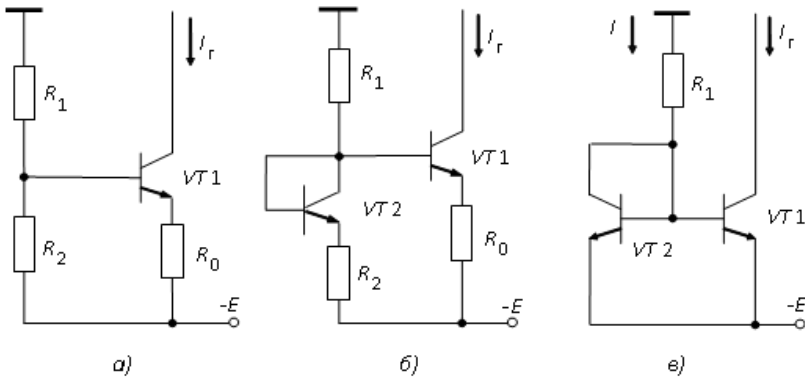


Рис. 14.4. Варианты построения схем стабилизаторов тока

Для повышения температурной стабильности генератора тока в схеме (рис. 14.4 б) последовательно с R_2 имеется в диодном включении транзистор VT2. Для этой схемы:

$$I_r = \frac{(E - 0,7)R_2}{(R_1 + R_2)R_0}. \quad (14.11)$$

Интересно, что схема сохраняет свои функции и при выполнении условия $R_2 = R_0 = 0$ (см. рис. 14.4 в).

В этом случае ее часто называют *токовым зеркалом*, или *отражателем тока*, так как ток I_r практически повторяет ток I , задаваемый резистором R_1 :

$$I_r \approx I = \frac{E - 0,7}{R_1}. \quad (14.12)$$

Докажем это. При одинаковых транзисторах $I_{B1} = I_{B2} = I_B$

и $I_{K1} = I_{K2} = \beta I_B$. Тогда $I = \beta I_B + 2I_B$, а $I_r = \beta I_B = \frac{\beta}{\beta + 2} I$.

Токовое зеркало находит широкое применение в схемотехнике интегральных операционных усилителей в качестве генераторов постоянного тока и динамических нагрузок транзисторных усилительных каскадов.

Выходное сопротивление отражателя тока можно рассчитать по формуле:

$$R_r = r_{кэ} = \frac{U_{Эрли}}{I_r}, \quad (14.13)$$

где $U_{Эрли}$ – потенциал Эрли, равный 80–200 В (для n-p-n-транзисторов) и 40–140 В (для p-n-p-транзисторов).

В схемах (рис. 14.4 а и 14.4 б) выходное сопротивление выше, и с ростом сопротивления R_0 стремится к величине $R_r = \beta r_{кэ}$.

14.3. Операционный усилитель

Многокаскадный УПТ с дифференциальным входом и несимметричным выходом называют *операционным усилителем* (ОУ). Операционный усилитель использовался в аналоговых вычислительных машинах (*еще в ламповом варианте*) для выполнения операций масштабирования, суммирования и интегрирования.

Пример построения ОУ приведен на рис. 14.5. Транзисторы в диодном включении обозначены на схеме как диоды. ОУ содержит входной дифференциальный усилительный каскад на транзисторах VT1, VT2 с генератором тока VT5, получающим смещение с делителя R1, VD1 и динамической нагрузкой в виде

«токового зеркала» на транзисторах VT3, VT4. Через согласующий эмиттерный повторитель VT6 сигнал поступает на выходной каскад в виде усилителя напряжения VT7 (схема с ОЭ) с динамической нагрузкой VT8 и усилитель тока на транзисторах VT8, VT10, получающий смещение с диодов VD2, VD3 для работы в режиме АВ.

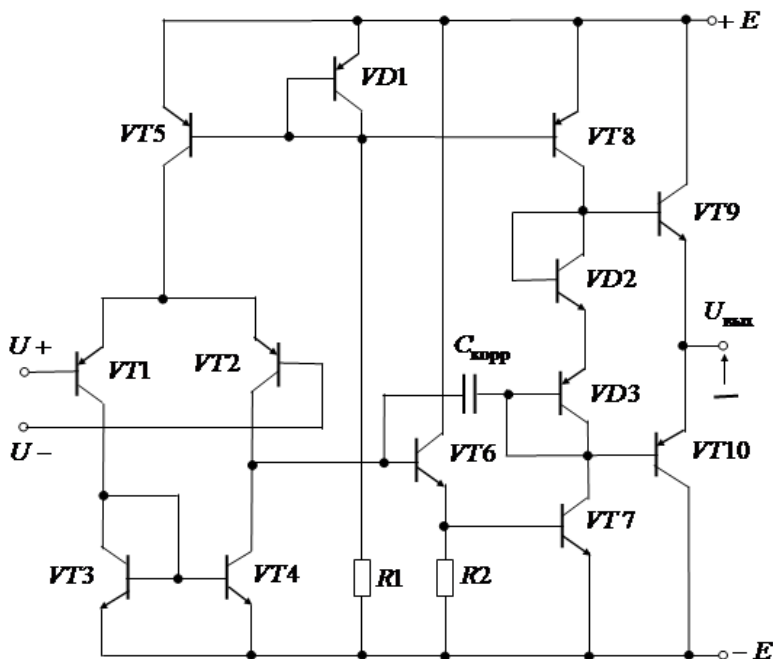


Рис. 14.5. Вариант принципиальной схемы ОУ

Приведенное схемное решение характерно для интегральной технологии изготовления операционных усилителей. Применение транзисторных структур в качестве динамических нагрузок не только повышает коэффициент усиления каскадов, но и уменьшает площадь, которую они занимают на поверхности кристалла по сравнению с резистивной нагрузкой.

Для повышения входного сопротивления ОУ входной каскад переводят в режим микротока. Он дает усиление

порядка 100. Основное усиление по напряжению (*порядка нескольких тысяч*) дает каскад на транзисторе VT7. Корректирующий конденсатор $C_{\text{корр}}$ делает постоянную времени каскада на транзисторе VT7 много больше постоянных времени других каскадов, что обеспечивает возможность охвата ОУ отрицательной обратной связью большой глубины без потери устойчивости усилителя.

14.4. Основные параметры и типовые схемы включения операционных усилителей

В линейных устройствах ОУ используются с глубокой ООС. При этом параметры схем на ОУ практически полностью определяются видом и характеристиками элементов, включенных в цепь обратной связи. ОУ стали самыми универсальными и массовыми элементами аналоговой схемотехники.

Такая многофункциональность и гибкость при использовании лишь нескольких типов микросхем ОУ достигается применением самых разнообразных внешних цепей обратной связи, включающих линейные, нелинейные, пороговые, частотно-зависимые и другие элементы частотной коррекции, выполненные на микросхеме К14ОУД20. Показана цепь балансировки нуля, с помощью которой устраняется начальный сдвиг нулевого уровня на выходе операционного усилителя.

Без балансировки при нулевом напряжении на входе напряжение на выходе устройств, построенных на ОУ, иногда может составлять единицы вольт.

На рис. 14.7 (а, б, в) показаны условное графическое обозначение операционного усилителя, его амплитудная и амплитудно-частотная характеристики.

ОУ имеет два входа: неинвертирующий (U_+) и инвертирующий (U_-). Уровни положительного и отрицательного ограничения приближаются по величине к напряжениям двухполярного источника питания. Возможное смещение амплитудной характеристики относительно начала координат характеризует напряжение смещения $U_{\text{см}}$.

Амплитудно-частотная характеристика ОУ в области верхних частот, вплоть до частоты единичного усиления f_1 , спадает с таким наклоном, при котором во сколько раз изменяется частота (например, в 10 раз, т. е. на декаду), во столько же раз изменяется коэффициент усиления по напряжению K (также в 10 раз, т. е. на 20 дБ в логарифмическом масштабе).

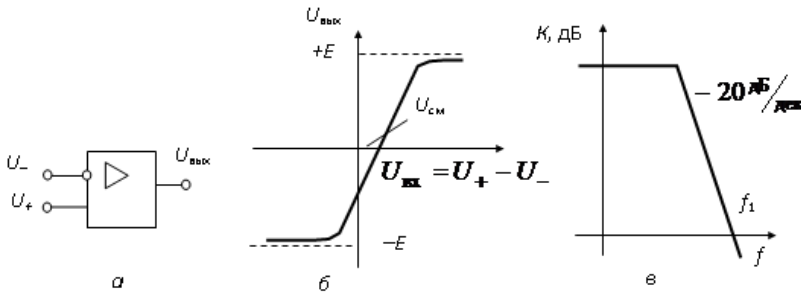


Рис. 14.7. Операционный усилитель:
условное графическое обозначение ОУ (а), амплитудная (б) и
амплитудно-частотная (в) характеристики ОУ

При практическом применении операционных усилителей разработчиков интересует не столько его принципиальная схема, сколько схема включения и основные параметры (в скобках приведены параметры для К14ОУД20):

- 1) коэффициент усиления по напряжению ($K = 25000$);
- 2) входное сопротивление ($r_{вх}$ – сотни килоом);
- 3) выходное сопротивление ($r_{вых}$ – сотни ом);
- 4) напряжение смещения ($U_{см} = 1\text{ мВ}$);
- 5) входной ток ($I_{вх} = 100\text{ нА}$);
- 6) коэффициент подавления синфазного сигнала ($M_{сф} = 70\text{ дБ}$);
- 7) частота единичного усиления ($f_1 = 0,5\text{ МГц}$);
- 8) напряжение питания ($\pm E = 5 - 20\text{ В}$);
- 8) дрейф напряжения смещения $\delta U_{см} = 2\text{ мкВ}/^\circ\text{С}$.

Упрощенный анализ устройств на ОУ будем проводить для идеального операционного усилителя, т. е. имеющего $K = \infty$,

$r_{\text{BX}} = \infty$, $r_{\text{ВЫХ}} = 0$, $U_{\text{CM}} = 0$, $I_{\text{BX}} = 0$, $M_{\text{сф}} = \infty$. (По мере совершенствования схемотехники и технологии изготовления ОУ их характеристики приближаются к идеальным). Получим основные соотношения для типовых включений ОУ.

В практических схемах в качестве $Z1$ и $Z2$ могут использоваться резисторы, конденсаторы, катушки индуктивности, а также двухполюсники, составленные из их последовательного или параллельного соединения. Потенциалы инвертирующего и неинвертирующего входов идеального ОУ можно считать одинаковыми, так как $K = \infty$.

При **инвертирующем включении** (рис. 14.8 а) через элемент $Z1$ течет ток $i_1 = U_{\text{BX}}/Z1$. Точно такой же ток течет и через $Z2$, так как $r_{\text{BX}} = \infty$.

Таким образом,

$$U_{\text{ВЫХ}} = -i_{\text{OC}} Z2 = -\frac{U_{\text{BX}} Z2}{Z1}, \text{ а } K_{\text{OC}} = -\frac{Z2}{Z1}. \quad (14.14)$$

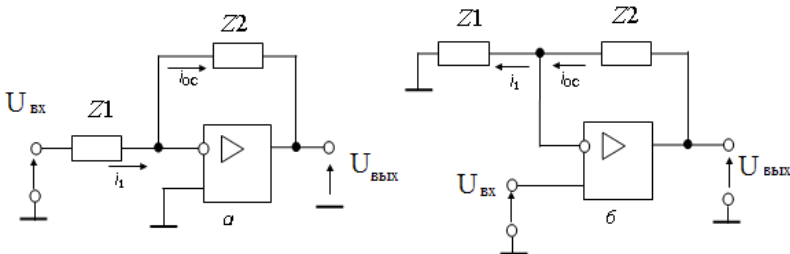


Рис. 14.8. Типовые схемы включения ОУ:

а – инвертирующее; б – неинвертирующее

При **неинвертирующем включении** (рис. 14.8 б) по цепи ОС течет ток $i_{\text{OC}} = \frac{U_{\text{BX}}}{Z1}$ и $U_{\text{ВЫХ}} = i_1 Z1 + i_{\text{OC}} Z2 = \frac{U_{\text{BX}} (Z1 + Z2)}{Z1}$, откуда

$$K_{\text{OC}} = 1 + \frac{Z2}{Z1}. \quad (14.15)$$

На основе операционных усилителей путем введения внешних цепей обратной связи (в том числе и частотно-зависимых) строится большое количество электронных устройств, осуществляющих эффективное преобразование электрических сигналов и широко используемых в измерительной технике. Их передаточные свойства описываются в первом приближении соотношениями (14.14) и (14.15).

Для оценки погрешностей измерительных устройств приходится учитывать влияние реальных параметров применяемых ОУ. Точность измерительных устройств сильно зависит и от класса точности элементов, используемых в цепи ООС операционного усилителя. С практической точки зрения эти вопросы являются наиболее важными в изучаемой дисциплине.

14.5. Устройства формирования АЧХ

14.5.1. Активные фильтры на ОУ

Активные фильтры реализуются на основе усилителей (обычно ОУ) и пассивных RC-фильтров. Среди преимуществ активных фильтров, по сравнению с пассивными, следует выделить:

- отсутствие катушек индуктивности;
- лучшую избирательность;
- компенсацию затухания полезных сигналов или даже их усиление;
- пригодность к реализации в виде ИМС.

Активные фильтры имеют следующие недостатки:

- потребление энергии от источника питания;
- ограниченный динамический диапазон;
- дополнительные нелинейные искажения сигнала.

Отметим так же, что использование активных фильтров с ОУ на частотах свыше десятков мегагерц затруднено из-за малой частоты единичного усиления f_T большинства ОУ широкого применения. Особенно важно, что преимущество активных фильтров на ОУ проявляется на самых низких частотах, вплоть до долей герц.

В общем случае можно считать, что ОУ в активном фильтре корректирует АЧХ пассивного фильтра за счет обеспечения разных условий для прохождения различных частот спектра сигнала и компенсирует потери на заданных частотах, что приводит к получению крутых спадов выходного напряжения на склонах АЧХ. Для этих целей используются разнообразные частотно-избирательные ОС в ОУ. В активных фильтрах обеспечивается получение АЧХ всех разновидностей фильтров: нижних частот (ФНЧ), верхних частот (ФВЧ) и полосовых (ПФ).

Первым этапом синтеза всякого фильтра является задание передаточной функции (в операторной или комплексной форме), которая отвечает условиям практической реализуемости и одновременно обеспечивает получение необходимой АЧХ или ФЧХ (но не обеих) фильтра. Этот этап называют *аппроксимацией характеристик фильтра*.

Операторная функция представляет собой отношение полиномов:

$$K(p) = A(p)/B(p)$$

и однозначно определяется нулями и полюсами. Простейший полином числителя – константа. Число полюсов функции (*а в активных фильтрах на ОУ число полюсов обычно равно числу конденсаторов в цепях, формирующих АЧХ*) определяет порядок фильтра. Заметим, что порядок фильтра указывает на скорость спада его АЧХ, которая для первого порядка составляет 20дБ/дек, для второго – 40дБ/дек, для третьего – 60дБ/дек и т. д.

Задачу аппроксимации решают для ФНЧ, затем с помощью метода инверсии частоты полученную зависимость используют для других типов фильтров. В большинстве случаев задают АЧХ, принимая нормированный коэффициент передачи:

$$Y(x) = 1 / \sqrt{1 + \varepsilon^2 \phi^2(x)},$$

где $\phi(x)$ – функция фильтрации; $x = \omega / \omega_c$ – нормированная частота; ω_c – частота среза фильтра; ε – допустимое отклонение в полосе пропускания.

В зависимости от того, какая функция принимается в качестве $\phi(x)$ различают фильтры (начиная со второго порядка) Баттерворта, Чебышева, Бесселя и др. На рис. 14.9 приведены их сравнительные характеристики.

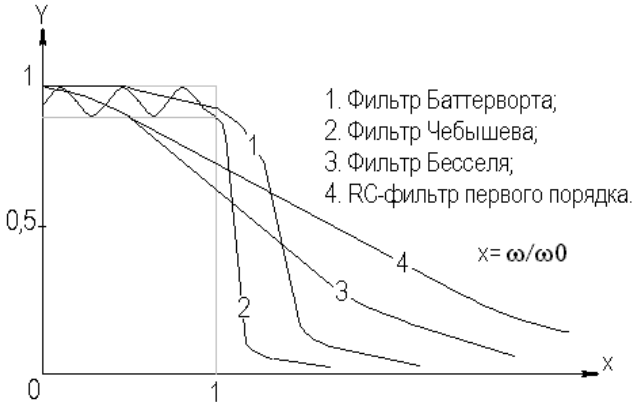


Рис. 14.9. Нормированные АЧХ

Фильтр Баттерворта (функция Баттерворта) описывает АЧХ с максимально плоской частью в полосе пропускания и относительно небольшой скоростью спада. АЧХ такого ФНЧ может быть представлена в следующем виде:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} / \sqrt{1 + (f / f_c)^{2n}},$$

где n – порядок фильтра.

Фильтр Чебышева (функция Чебышева) описывает АЧХ с определенной неравномерностью в полосе пропускания, но не большей скоростью спада.

Фильтр Бесселя характеризуется линейной ФЧХ, в результате чего сигналы, частоты которых лежат в полосе пропускания, проходят через фильтр без искажений. В частности, фильтры Бесселя не дают выбросов при обработке колебаний прямоугольной формы.

Помимо перечисленных аппроксимаций АЧХ активных фильтров, известны и другие, например, обратного фильтра Чебышева, фильтра Золотарева и т. д.

Заметим, что схемы активных фильтров не изменяются в зависимости от типа аппроксимации АЧХ. Изменяются соотношения между номиналами их элементов.

Простейшие (первого порядка) ФВЧ, ФНЧ, ПФ и их ЛАЧХ приведены на рис. 14.10.

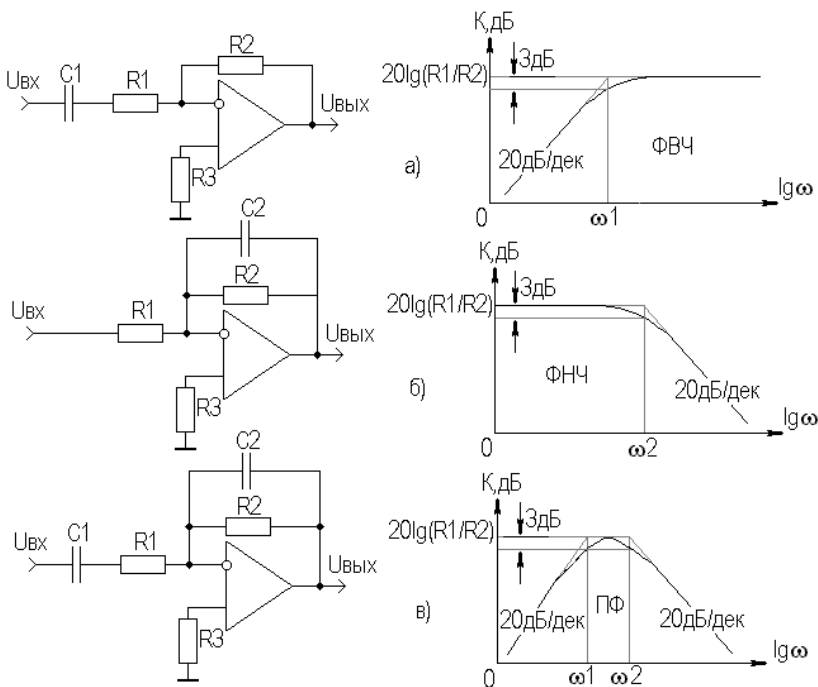


Рис. 14.10. Простейшие активные фильтры

В этих фильтрах конденсатор, определяющий частотную характеристику, включен в цепь ООС.

Для ФВЧ (рис. 14.10 а) коэффициент передачи равен:

$$K(j\omega) = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{j\omega\tau_1}{1 + j\omega\tau_1},$$

где $\tau_1 = C_1 R_1$.

Частоту сопряжения асимптот ω_1 находят из условия $\omega_1 \tau_1 = 1$, откуда

$$f_1 = 1 / 2\pi\tau_1.$$

Для ФНЧ (рис. 14.10 б) имеем:

$$K(j\omega) = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{j\omega\tau_2}{1 + j\omega\tau_2},$$

$$f_2 = 1 / 2\pi\tau_2.$$

где $\tau_2 = C_2 R_2$.

В ПФ (рис. 14.10 в) присутствуют элементы ФВЧ и ФНЧ.

Можно увеличить крутизну спада ЛАЧХ, если использовать порядок фильтров по нарастающей. Активные ФНЧ, ФВЧ и ПФ второго порядка приведены на рис. 14.11.

Наклон асимптот у них может достигать 40дБ/дек, а переход от ФНЧ к ФВЧ, как видно из рис. 14.10 а, б, осуществляется заменой резисторов на конденсаторы, и, наоборот. В ПФ (рис. 14.10 в) имеются элементы ФВЧ и ФНЧ. Передаточные функции равны [13]:

- для ФНЧ:

$$K(p) = \frac{1}{\frac{R_1}{R} + \frac{R_1 R_2}{R} C_2 p + (R_1 + R_2) p + R_1 R_2 C_1 C_2 p^2};$$

- для ФВЧ:

$$K(p) = \frac{R_1 R_2 C_1 C_2 p^2}{1 + R_1 (C_1 + C_2 + C_3) p + R_1 R_2 C_1 C_3 p^2};$$

- для ПФ:

$$K(p) = \frac{\frac{R_2 R_3}{R_1 + R_2} C_1 p}{1 + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} (C_1 + C_2) p + \frac{R_1 R_2 R_3}{R_1 + R_2} C_1 C_2 p^2}.$$

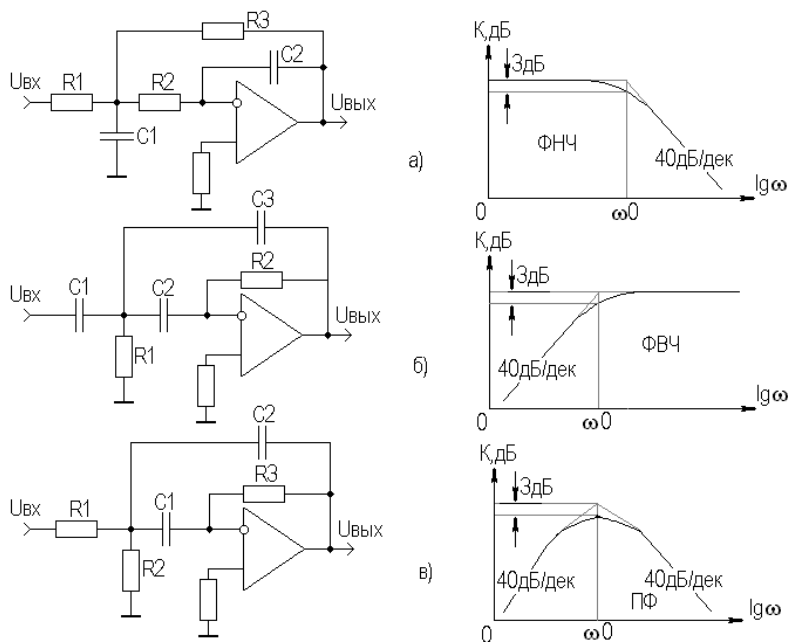


Рис. 14.11. Активные фильтры второго порядка

Для ПФ резонансная частота равна:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}}.$$

Для ФНЧ и ФВЧ частоты среза, соответственно, равны:

$$\omega_0 = 1 / \sqrt{R_2 R_3 C_1 C_2}.$$

$$\omega_0 = 1 / \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}.$$

Довольно часто ПФ второго порядка реализуют с помощью мостовых цепей. Наиболее распространены двойные Т-образные мосты, которые «не пропускают» сигнал на частоте резонанса (рис. 14.12 а) и мосты Вина, имеющие максимальный коэффициент передачи на резонансной частоте ω_0 (рис. 14.12 б).

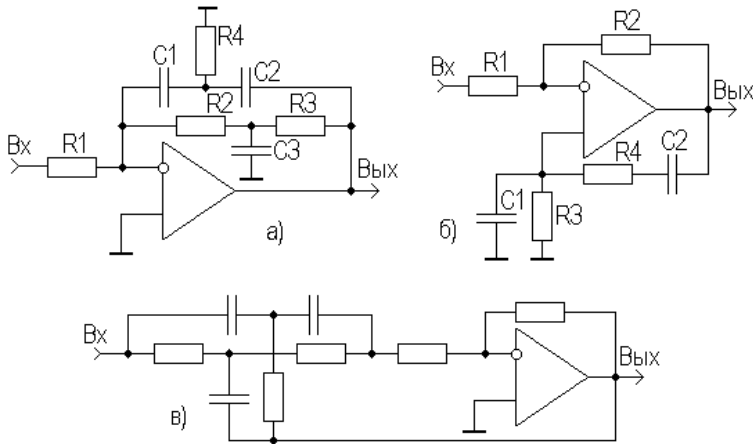


Рис. 14.12. Активные фильтры

Мостовые схемы включены в цепи ПОС и ООС. В случае двойного Т-образного моста глубина ООС минимальна на частоте резонанса, и усиление на этой частоте максимально. При использовании моста Вина, усиление на частоте резонанса максимально, так как максимальна глубина ПОС. При этом для сохранения устойчивости глубина ООС, введенной с помощью резисторов R_1 и R_2 , должна быть больше глубины ПОС. Если глубины ПОС и ООС близки, то такой фильтр может иметь эквивалентную добротность $Q \approx 2000$.

Резонансная частота двойного Т-образного моста при $R = R_1 = R_2 = R_3 = R_4 / 2$ и $C = C_1 = C_2 = 2 \cdot C_3$; моста Вина при $R = R_3 = R_4$ и $C = C_1 = C_2$ равна $f_0 = 1/(2\pi RC)$. Выбирают ее, исходя из условия устойчивости $3 > (R_1 + R_2)/R_1$, так как коэффициент передачи моста Вина на частоте ω_0 равен $1/3$.

Для получения режекторного фильтра двойной Т-образный мост можно включить так, как показано на рис. 14.11 в, или мост Вина включить в цепь ООС.

С целью построения активного перестраиваемого фильтра обычно используют мост Вина, у которого резисторы R_3 и R_4 выполняют в виде сдвоенного переменного резистора.

Возможно построение активного универсального фильтра (ФНЧ, ФВЧ и ПФ), вариант схемы которого приведен на рис. 14.13.

В его состав входят сумматор на ОУ DA_1 и два ФНЧ первого порядка на ОУ DA_2 и DA_3 , которые включены последовательно. Если $R_5C_1 = R_6C_2 = RC$, то частота сопряжения $f_0 = 1/(2\pi RC)$. ЛАЧХ имеет наклон асимптот порядка 40 дБ/дек. Универсальный активный фильтр имеет хорошую стабильность параметров и высокую добротность (до 100). В серийных интегральных микросхемах (ИМС) довольно часто используется подобный принцип построения фильтров.

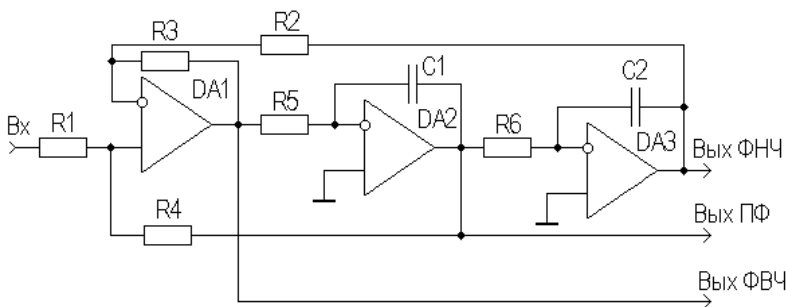


Рис. 14.13. Универсальные фильтры

14.6. Гираторы

Гиратором называется электронное устройство, преобразующее полное сопротивление реактивных элементов. Обычно это преобразователь емкости в индуктивность, т. е. эквивалент индуктивности. Иногда гираторы называют синтезаторами индуктивностей. Широкое распространение гираторов в ИМС объясняется большими трудностями при изготовлении катушек индуктивностей с помощью твердотельной технологии.

Использование гираторов позволяет получить относительно большую индуктивность с хорошими массогабаритными показателями.

На рис. 14.14 приведена электрическая схема одного из вариантов гиратора, представляющего собой повторитель на ОУ, охваченный частотно-избирательной ПОС (R_{oc} и C_1).

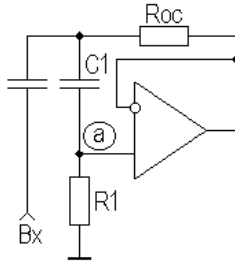


Рис. 14.14. Электрическая схема гиратора

Поскольку с увеличением частоты сигнала емкостное сопротивление конденсатора C_1 уменьшается, то напряжение в точке *a* будет возрастать. Вместе с ним будет возрастать напряжение на выходе ОУ. Увеличенное напряжение с выхода по цепи ПОС поступает на неинвертирующий вход, что приводит к дальнейшему росту напряжения в точке *a*, причем тем интенсивнее, чем выше частота. Таким образом, напряжение в точке *a* ведет себя подобно напряжению на катушке индуктивности. Синтезированная индуктивность определяется по формуле [12]:

$$L = R_1 R_{oc} C_1.$$

Добротность гиратора определяется как [12]:

$$Q = 0,5 \cdot \sqrt{R_1 / R_{oc}}.$$

Одной из основных проблем при создании гираторов является трудность в получении эквивалента индуктивности, у которой оба вывода не соединены с общей шиной. Такой гиратор выполняется, как минимум, на четырех ОУ.

Другой проблемой является относительно узкий диапазон рабочих частот гиратора (до нескольких килогерц на ОУ широкого применения) [31].

14.7. Регуляторы тембра и эквалайзеры

Для коррекции АЧХ в усилителях низких (звуковых) частот (УНЧ) используют регуляторы тембра. В настоящее время наиболее часто применяют активные регуляторы тембра, не вносящие потери в нейтральном положении регулятора (равномерная передача во всей полосе рабочих частот). В качестве активных элементов преимущественно используют ОУ. Принципиальная схема симметричного активного регулятора тембра и его АЧХ приведены на рис. 14.15.

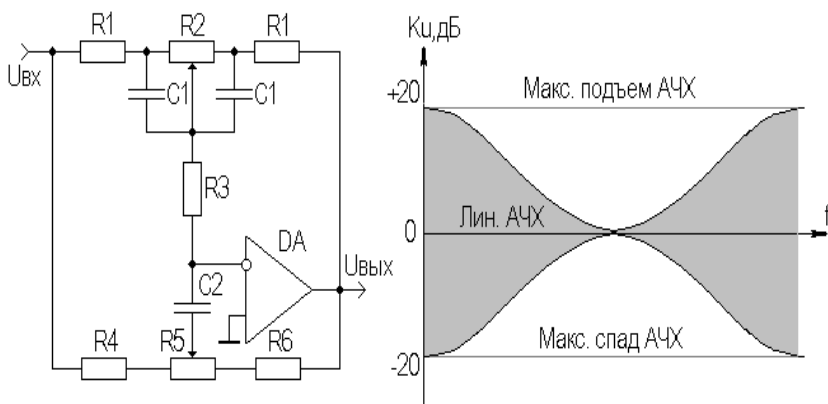


Рис. 14.15. Симметричный активный регулятор

Нетрудно увидеть, что ОУ здесь охвачен цепями ООС, представляющими собой частотнозависимые делители напряжения нижних (R_1, R_2, R_3, C_1) и верхних (R_4, R_5, C_2) частот. При диапазоне регулирования тембра не более ± 20 дБ элементы схемы можно определить из соотношений:

$$R_1 = 0,11 \cdot R_2 (\kappa Ом),$$

$$C_1 = \frac{159 \cdot 10^3}{f_n (Гц) \cdot R_2 (\kappa Ом)} (нФ),$$

$$R_3 = R_1,$$

$$R_4 = 0,33 \cdot R_1,$$

$$C_2 = \frac{4,34 \cdot 10^6}{f_6(\Gamma\text{ц}) \cdot R_2(\kappa\text{Ом})} (\text{нФ}),$$

$$R_5 \geq 3,7 \cdot R_2,$$

где f_n и f_6 , соответственно, нижняя и верхняя частоты регулирования.

Регулирование АЧХ УНЧ в нескольких отдельных участках частотного диапазона осуществляется с помощью **эквалайзеров**, которые преимущественно представляют собой активные регулируемые ПФ второго порядка. Пример построения эквалайзера с параллельными цепями ООС, представляющими собой ПФ с регулируемым затуханием и настроенные на частоты через октаву, начиная с f_n , приведен на рис. 14.16.

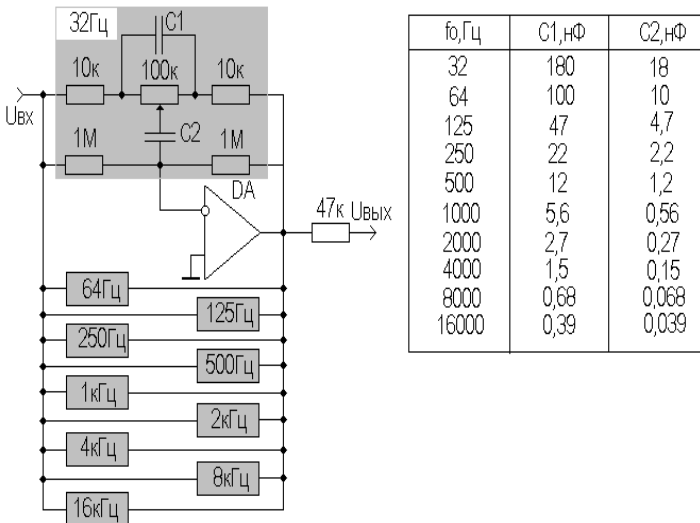


Рис. 14.16. Десятиполосный эквалайзер

Более подробная информация по регуляторам тембра и эквалайзерам содержится в [8].

14.8. Аналоговые перемножители сигналов

Как и усиление, перемножение аналоговых сигналов является одной из основных операций при обработке электрических сигналов. Для осуществления операции перемножения были разработаны специализированные ИМС-перемножители аналоговых сигналов (ПАС). ПАС должны обеспечивать точное перемножение в широком динамическом диапазоне входных сигналов и в возможно более широком частотном диапазоне.

Если ПАС позволяют перемножать сигналы любых полярностей, то их называют четырехквadrантными, если один из сигналов может быть только одной полярности, двухквadrантными. Перемножители, умножающие однополярные сигналы, называются одноквadrантными. Известны разнообразные одно- и двухквadrантные ПАС на основе элементов с управляемым сопротивлением, переменной крутизной, использованием логарифматоров и антилогарифматоров.

Например, регулятор с изменением режима работы элементов (рис.14.7 в) можно использовать в качестве перемножителя, если на дифференциальный вход подать напряжение u_x , а вместо $E_{yпр}$ подать u_y . Под воздействием u_y меняется крутизна передаточной характеристики транзисторов, на базы которых подается второе перемножаемое напряжение u_x . Можно показать, что выходное напряжение $U_{вых}$, снимаемое между коллекторами транзисторов ДК, при $R_{к1} = R_{к2} = R_k$ определяется по формуле [13]:

$$U_{вых} = 2 \cdot \alpha_0 \frac{u_x u_y}{\varphi_T} \cdot \frac{R_k}{R_2} \cdot \frac{e^{\frac{u_x}{\varphi_T}}}{(1 + e^{\frac{u_x}{\varphi_T}})^2},$$

где $\alpha_0 = \frac{H_{21э}}{1 + H_{21э}}$ – коэффициент усиления по току БТ,

включенного по схеме с ОБ;

φ_T – температурный потенциал, $\varphi_T = 25,6\text{мВ}$.

Если $u_x \ll \varphi_T$, то выражение для $U_{\text{вых}}$ можно упростить:

$$U_{\text{вых}} \approx u_x u_y R_k \frac{1}{2\varphi_T R_2}.$$

Недостатком рассмотренного простейшего перемножителя на одиночном ДК является весьма малый динамический диапазон входных сигналов, в котором обеспечивается приемлемая точность перемножения. Например, уже при $u_x = 0,1\varphi_T$ погрешность перемножения достигает 10 %.

Более широкий динамический диапазон перемножаемых напряжений при меньшей погрешности обеспечивают логарифмические перемножители построенные по принципу «логарифмирование – антилогарифмирование».

Схема подобного ПАС приведена на рис. 14.17.

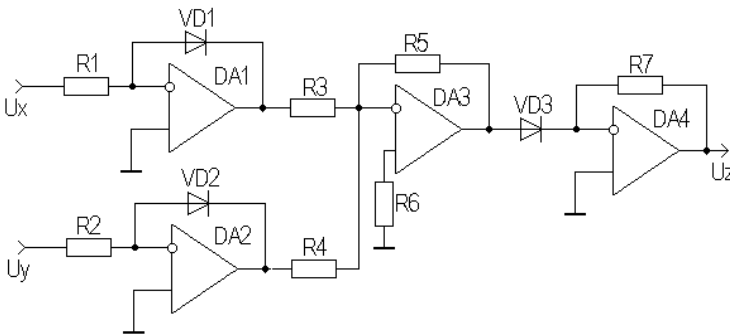


Рис. 14.17. Логарифмический перемножитель

Здесь ОУ DA_1 и DA_2 производят логарифмирование входных напряжений, а DA_3 используется в качестве сумматора, на выходе которого напряжение равно:

$$U_0 = k_1 (\ln u_x + \ln u_y) = k_2 \ln u_x u_y.$$

С помощью ОУ DA_4 производят антилогарифмирование

$$U_{\text{вых}} = k_3 \text{anti} \ln U_0 = k_3 u_x u_y.$$

Следует заметить, что в данных выражениях используются напряжения, нормированные относительно одного вольта. Коэффициенты пропорциональности k_1 , k_2 , k_3 определяются резистивными элементами, включенными в цепи ООС, используемых ОУ.

Большим недостатком подобных ПАС является сильная зависимость диапазона рабочих частот от амплитуд входных сигналов. Так, если при входном напряжении 10 В верхняя частота перемножаемых напряжений может составлять 100 кГц, то при входном напряжении 1 В полоса рабочих частот сужается до 10 кГц [13].

Принцип логарифмирования и антилогарифмирования используется в наиболее распространенном способе построения четырехквadrантных ПАС с нормировкой токов, которые обладают наилучшей совокупностью таких параметров, как линейность, широкополосность, температурная стабильность. Обычно они имеют дифференциальные входы, что расширяет их функциональные возможности. Перемножители с нормировкой токов выполняются по интегральной полупроводниковой технологии.

Упрощенная принципиальная схема ИМС ПАС с нормировкой токов типа 525ПС1 приведена на рис. 14.18.

Устройство содержит сложный дифференциальный каскад на транзисторах $VT_7, \dots, VT_{10}$. Перекрестные связи коллекторов этих транзисторов обеспечивают инверсию сигналов, необходимую для четырехквadrантного умножения. Входные каскады на транзисторах $VT_3, \dots, VT_6$ и $VT_{11}, \dots, VT_{14}$ преобразуют входные напряжения u_x и u_y в токи. С помощью транзисторов в диодном включении VT_1 и VT_2 происходит логарифмирование токового сигнала по входу Y . Антилогарифмирование сигнала Y и умножение его на сигнал X осуществляется усилителем на транзисторах $VT_7, \dots, VT_{10}$.

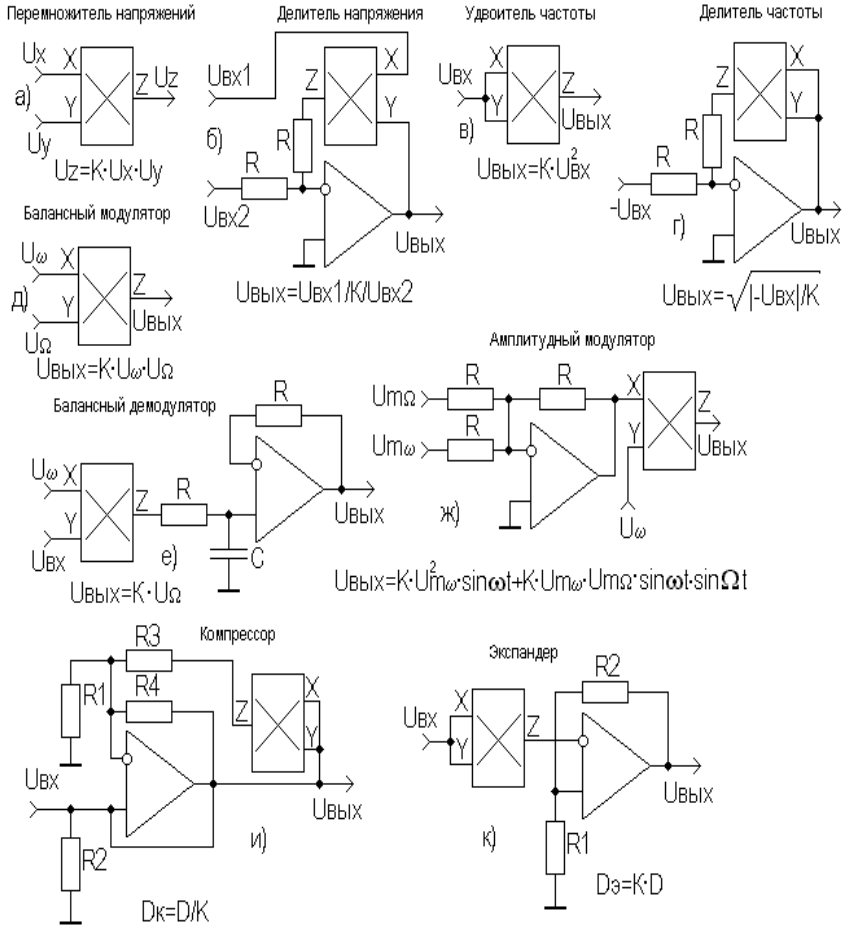


Рис. 14.18. Схемы аналоговых электронных устройств на основе ПАС

В рассматриваемом устройстве связь между входными и выходными сигналами может быть представлена в виде отношения токов. Выходной ток перемножителя определяется соотношением [12]:

$$I_z = -I_{pX} \cdot \frac{I_x}{I_{pX}} \cdot \frac{I_y}{I_{pY}} \approx \frac{2U_x}{R_x} \cdot \frac{2U_y}{R_y},$$

где I_X и I_Y – токи, протекающие через резисторы R_X и R_Y ; I_{pX} и I_{pY} – рабочие токи в каналах X и Y. Выходное напряжение, снимаемое с одного из сопротивлений нагрузки, равно:

$$U_Z = I_Z U_Z = \frac{I_Z R_n}{2} = \frac{2U_X U_Y R_n}{I_{pY} R_X R_Y} = K \cdot U_X U_Y,$$

где $K = \frac{2R_n}{I_{pY} R_X R_Y}$ – масштабный коэффициент.

Все приведенные на рис. 14.17 резисторы, кроме R_1 и R_2 , являются внешними. Их выбор зависит от конкретных требований к ПАС.

Для получения на выходе ПАС нулевого напряжения при равных нулю входных напряжениях предусмотрена подстройка с помощью переменных резисторов R_4 и R_5 . Если перемножитель работает только при одной полярности одного из входных сигналов, то он называется *смещенным*.

Для превращения четырехквadrантного ПАС в смещенный достаточно на один из входов подать такое постоянное смещение, при котором сигналы на этом входе всегда оказываются меньше напряжения смещения.

Возможности реализации разнообразных устройств электронной аппаратуры на перемножителях иллюстрирует рис. 14.18.

Принцип работы этих устройств понятен из приведенных схем и расчетных соотношений. Поясним лишь схему удвоителя частоты (рис. 14.18, в). Если на оба входа перемножителя подадут напряжение одной и той же частоты, то на выходе ПАС напряжение подчиняется тригонометрическому тождеству:

$$(\sin 2\pi f t)^2 = \frac{1}{2} - \frac{\sin 2\pi(2f) t}{2}.$$

Более подробная информация о ПАС содержится в [12].

14.9. Компараторы

Компаратор – устройство, позволяющее осуществить сравнение измеряемого входного напряжения $U_{\text{вх}}$ с опорным напряжением $U_{\text{оп}}$. Алгоритм работы компаратора описывается выражениями:

$$U_{\text{вых}} = U^1, \text{ если } U_{\text{вх}} < U_{\text{оп}},$$

$$U_{\text{вых}} = U^0, \text{ если } U_{\text{вх}} > U_{\text{оп}}.$$

Простейшая схема компаратора и его передаточная характеристика представлены на рис. 14.19.

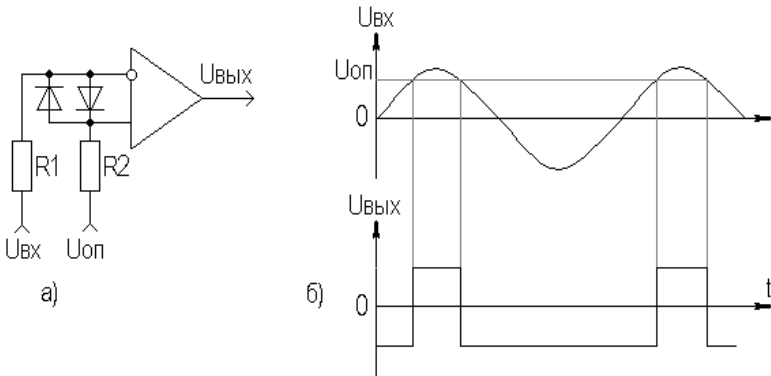


Рис. 14.19. Простейший компаратор

Вследствие большого коэффициента усиления ОУ на его выходе получается последовательность практически прямоугольных импульсов, причем положение моментов переключения соответствует равенству $U_{\text{вх}} = U_{\text{оп}}$. Если входы ОУ поменять местами, то $U_{\text{вых}}$ поменяет знак. Входные диоды служат для защиты ОУ от большого дифференциального входного напряжения. Выходное напряжение компаратора может быть использовано для управления каким-либо устройством, например, широтно-импульсным модулятором.

При $U_{on} = 0$ получим так называемый *нуль-индикатор*, или *детектор нулевого уровня*.

Из-за конечного значения коэффициента усиления компаратора возможно плавное нарастание $U_{вых}$ (рис. 14.20 а).

Когда плавное срабатывание нежелательно, применяют компаратор на основе ОУ с цепью ПОС (рис. 14.20 б). Если опорное напряжение не подается, компаратор называют *триггером Шмитта*.

Как видно из рис. 14.20 в, такой компаратор обладает гистерезисом, что объясняется наличием цепи ПОС. Переключение схемы в состояние U_2 происходит при достижении входным напряжением уровня срабатывания U_{cp} , а возвращение в исходное состояние $U_{вых} = U_1$ – при снижении входного напряжения до уровня отпускания $U_{отп}$.

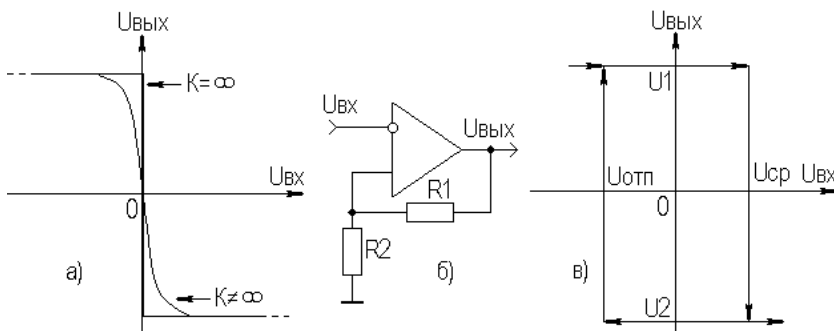


Рис. 14.20. Компаратор ПОС

Значения входных пороговых напряжений и ширина зоны гистерезиса определяются по формулам:

$$U_{cp} = U_2 R_1 / (R_1 + R_2).$$

$$U_{отп} = U_1 R_1 / (R_1 + R_2).$$

$$U_{зис} = U_{cp} - U_{отп} = R_1 (U_2 - U_1) / (R_1 + R_2).$$

Пороги срабатывания делают схему нечувствительной к шумам, которые всегда присутствуют во входном сигнале, и тем самым исключают ненужные переключения под действием шумов, т. е. устраняют так называемый «дребезг» контактов.

Важнейшим показателем ОУ в случае его использования в качестве компаратора является быстродействие, оцениваемое задержкой срабатывания и временем нарастания выходного напряжения.

Лучшим быстродействием обладают специальные ИМС-компараторов. Повышенное быстродействие в них достигается использованием СВЧ-транзисторов и исключением режима их насыщения.

15. ИЗБИРАТЕЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

15.1. Резонансный усилитель с параллельным LC-контуром

Для усиления сигналов в узкой полосе частот предназначены **избирательные** усилители. Получить избирательное усиление можно с помощью включенной (либо в нагрузку, либо в цепь обратной связи транзисторного усилительного каскада) частотно-зависимой цепи, например, параллельного или последовательного LC -контура. Усилители с резонансными контурами называют *резонансными усилителями*.

Избирательные усилители широко используются для усиления сигналов радиочастот (усилители высоких частот – УВЧ), при супергетеродинном приеме (усилители промежуточной частоты – УПЧ), в измерительной технике, в системах телемеханики с частотным разделением каналов.

В представленном на рис. 15.1 усилительном каскаде в цепь коллекторной нагрузки включен параллельный колебательный контур.

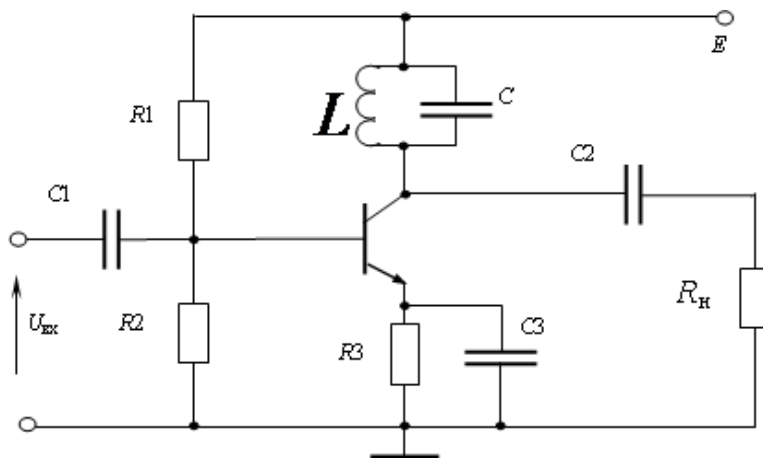


Рис. 15.1. Схема резонансного усилителя с параллельным LC-контуром

Сопротивление контура зависит от частоты.

На резонансной частоте $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ оно имеет максимальное значение R_0 . Соответственно, коэффициент усиления каскада на этой частоте максимальный и убывает при *расстройке* частоты в область более высоких и низких значений.

Эквивалентная схема каскада приведена на рис. 15.2. Предполагается, что в рассматриваемом диапазоне частот конденсаторы C_1 , C_2 , C_3 можно считать закороченными, а частотные свойства транзистора еще не проявляются.

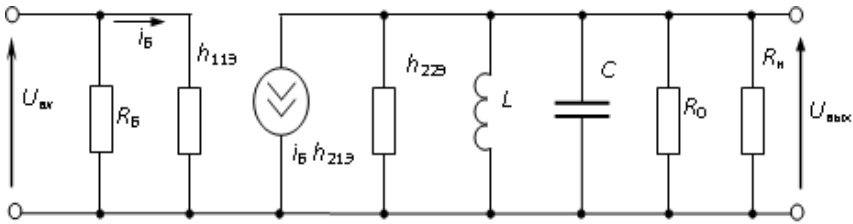


Рис. 15.2. Эквивалентная схема каскада для диапазона частот вблизи резонансной частоты контура

Резисторы R_1 и R_2 отображены на схеме одним эквивалентным резистором:

$$R_Б = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}.$$

Выходное напряжение можно определить как произведение тока $h_{21э}i_Б$ на комплексное сопротивление выходной цепи каскада $Z_{экв}(j\omega)$ и записать коэффициент усиления каскада по напряжению в виде:

$$K(j\omega) = -\frac{h_{21э}i_Б Z_{экв}(j\omega)}{i_Б h_{11э}} = -\frac{h_{21э} Z_{экв}(j\omega)}{h_{11э}}, \quad (15.1)$$

где
$$Z_{\text{экв}}(j\omega) = \frac{1}{j\omega C + \frac{1}{j\omega L} + \frac{1}{R_{\text{экв}}}} = \frac{R_{\text{экв}}}{1 + jR_{\text{экв}}\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)};$$

$$R_{\text{экв}} = R_0 \parallel \frac{1}{h_{22\varepsilon}} \parallel R_{\text{н}}.$$

Модуль $K(j\omega)$ определяет амплитудно-частотную характеристику коэффициента усиления по напряжению:

$$K(\omega) = \frac{K_0}{\sqrt{1 + R_{\text{экв}}^2 \left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)^2}}, \quad (15.2)$$

где $K_0 = -\frac{h_{21\varepsilon} R_{\text{экв}}}{h_{11\varepsilon}}$ – коэффициент усиления каскада на частоте резонанса.

Соотношение (15.2) легко приводится к типовому виду:

$$K(\omega) = \frac{K_0}{\sqrt{1 + (Q_{\text{экв}} Y)^2}}, \quad (15.3)$$

где $Q_{\text{экв}} = \frac{R_{\text{экв}}}{\rho}$ – эквивалентная добротность каскада;

$$\rho = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} = \sqrt{\frac{L}{C}} \text{ – волновое сопротивление контура;}$$

$$Y = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} = \frac{(\omega - \omega_0)(\omega_0 + \omega)}{\omega_0 \omega} \approx \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} \text{ – относительная}$$

расстройка частоты.

Полосе пропускания каскада на уровне $K(\omega) = \frac{K_0}{\sqrt{2}}$ соответствует относительная расстройка частоты

$Y' = \frac{2\Delta f'}{f_0} = \frac{1}{Q_{\text{экв}}}$, откуда получаем выражение для определения

добротности каскада: $Q_{\text{экв}} = \frac{f_0}{2\Delta f'}$. Следовательно, добротность

каскада можно определить экспериментально как отношение резонансной частоты к полосе пропускания (см. рис. 15.5 а).

Важной характеристикой усилителя является его **избирательность**, определяемая как отношение коэффициента усиления на резонансной частоте к коэффициенту усиления на заданной частоте помехи $f_{\text{п}}$:

$$M = \frac{K_0}{K(f_{\text{п}})} = \sqrt{1 + (Q_{\text{экв}} Y_{\text{п}})^2} = \sqrt{1 + Q_{\text{экв}}^2 \left(\frac{f_{\text{п}}}{f_0} - \frac{f_0}{f_{\text{п}}} \right)^2}. \quad (15.5)$$

Добротность контура $Q = \frac{R_0}{\rho}$ должна быть выше добротности каскада, рассчитанной по заданной избирательности:

$$Q_{\text{экв}} = \frac{\sqrt{M^2 - 1}}{Y_{\text{п}}} \approx \frac{M}{Y_{\text{п}}},$$

так как контур шунтируется выходным сопротивлением транзистора и сопротивлением нагрузки.

15.2. Каскодный усилитель

Если один каскад обеспечивает требуемую избирательность, но не обеспечивает необходимое усиление, можно ввести дополнительный усилительный каскад с резистивной нагрузкой [32].

При последовательном включении двух резонансных усилителей, настроенных на одну и ту же частоту, их избирательности перемножаются.

Высокочастотные избирательные усилители с большим коэффициентом усиления склонны к самовозбуждению за счет внутренней обратной связи по напряжению в транзисторе,

которую отражает параметр $h_{12Э}$, который мы не учитывали в приближенных эквивалентных схемах). Для устранения самовозбуждения используется *каскадное включение транзисторов* (рис. 15.3).

Входной транзистор включен по схеме с ОЭ, выходной – по схеме с ОБ. Эквивалентный транзистор имеет следующие параметры:

$$h_{11} \approx h_{11Э}; \quad h_{21} \approx h_{21Э}; \quad h_{12} \approx h_{12Б}; \quad h_{22} \approx h_{22Б}.$$

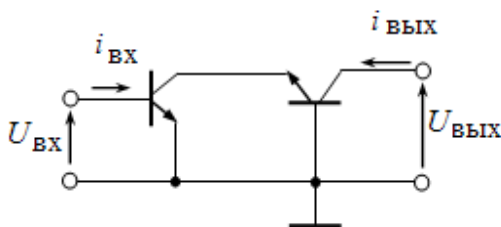


Рис. 15.3. Каскадное включение транзисторов по схемам с общим эмиттером и общей базой

Каскад с общей базой отличается очень малыми значениями параметров $h_{12Б}$ и $h_{22Б}$. Поэтому в каскадном усилителе уменьшается внутренняя обратная связь в транзисторе по напряжению и шунтирующее влияние выходной проводимости транзистора на контур. Это позволяет устранить самовозбуждение при высоком коэффициенте усиления каскада.

Для уменьшения шунтирующего влияния нагрузки связь контура с ней делается трансформаторной или автотрансформаторной. Для уменьшения влияния выходной проводимости транзистора используется неполное включение транзистора в контур.

С учетом ряда отмеченных приемов построена схема резонансного усилителя (рис. 15.4). Выходные цепи транзистора VT1 с ОЭ и транзистора VT2 с ОБ по постоянному току включены последовательно. На основе значений тока в выходной цепи ($I_0 \approx 1$ мА) и тока делителя $I_d \approx 10I_0 / \beta$, легко рассчитать сопротивления резисторов $R_ф$, R_1 , R_2 , R_3 , $R_э$, задающих указанные на схеме потенциалы.

Коэффициент усиления каскада на резонансной частоте определяется выражением:

$$K_0 = pn \frac{h_{21Э} \cdot R_{эКВ}}{h_{11Э}}. \quad (15.6)$$

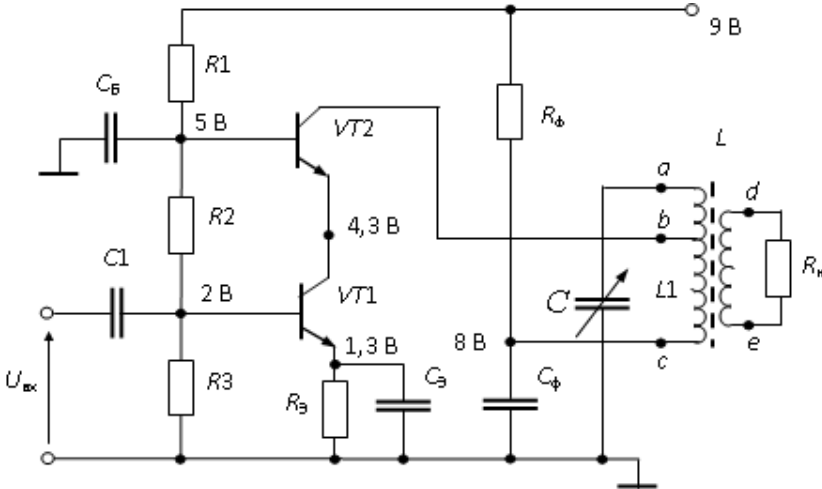


Рис. 15.4. Схема каскодного усилителя

Эквивалентная добротность каскада:

$$Q_{эКВ} = \frac{Q}{1 + R_0 \left(p^2 h_{22Б} + \frac{n^2}{R_n} \right)}, \quad (15.7)$$

где $n = \frac{W_{de}}{W_{ac}}$ – коэффициент трансформации трансформатора;

$p = \frac{W_{bc}}{W_{ac}} = \frac{L1}{L}$ – коэффициент включения транзистора в контур;

Q – добротность свободного контура;

R_0 – резонансное сопротивление контура;

$$R_{\text{экв}} = R_0 \parallel \frac{R_n}{n^2} \parallel \frac{1}{p^2 h_{22Б}} - \text{эквивалентное сопротивление контура.}$$

Катушка контура выполнена с применением ферритового сердечника. Настройка контура на резонансную частоту осуществляется с помощью конденсатора переменной емкости С.

Иногда от усилителей требуется воспроизведение полосы частот (например, в УПЧ). Частотную характеристику столбчатой формы получают, используя «двойки» или «тройки» последовательно включенных взаимно расстроенных каскадов или полосовой двухконтурный фильтр со связью, близкой к критической (рис. 15.5, б).

Резонансные усилители типа LC просты в изготовлении и настройке на высоких частотах (десятки килогерц и выше). В диапазоне звуковых и промышленных частот, когда трудно изготовить контуры с высокой добротностью, находят применение избирательные усилители типа RC.

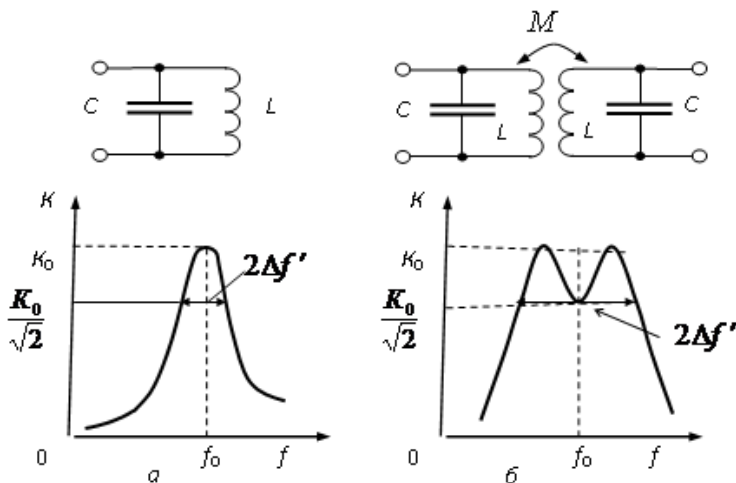


Рис. 15.5. АЧХ резонансного усилителя:
а) с простым параллельным контуром; б) с системой связанных контуров при критической связи

Все процессы в RC-цепях могут протекать только апериодически. Однако процесс может стать колебательным, если с помощью усилителя компенсировать потери в схеме, повысив тем самым ее добротность. Частоту настройки RC-цепи, соответствующую резонансу в LC-контуре, называют *частотой квазирезонанса*.

15.3. Избирательный усилитель типа RC со сложной ООС

С применением операционных усилителей строятся относительно низкочастотные избирательные усилители. Хорошо зарекомендовал себя в практических устройствах избирательный усилитель типа RC на ОУ с двухпетлевой ООС (рис. 15.6). Коэффициент передачи за пределами полосы пропускания ослабляется двумя параллельными частотно-зависимыми ООС. Одна из них создается делителем $C1$, $R1 \parallel R2$ и действует на высоких частотах, а другая – делителем $R3$, $C2$, $R1 \parallel R2$ и действует на низких частотах. Одновременно конденсатор $C2$ функционирует как разделительный и ослабляет передачу низких частот со входа схемы.

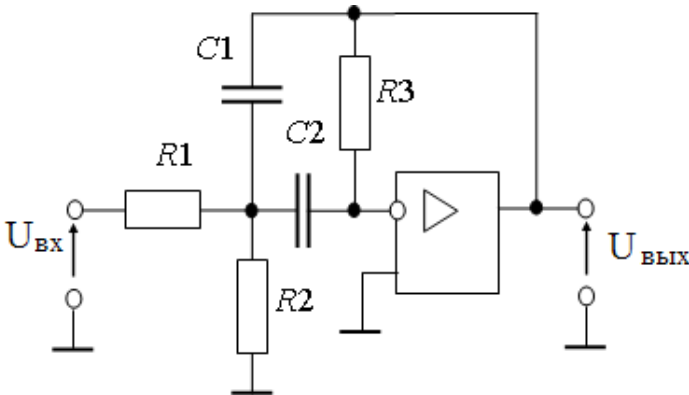


Рис. 15.6. Схема избирательного усилителя со сложной ООС

Основные параметры усилителя при $C1 = C2 = C$ определяются соотношениями:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C} \sqrt{\frac{R1 + R2}{R1 \cdot R2 \cdot R3}} - \text{частота квазирезонанса};$$

$$K_0 = -\frac{R3}{2R1} - \text{коэффициент усиления на частоте } f_0;$$

$$Q_{\text{экв}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R3(R1 + R2)}{R1 \cdot R2}} = \pi R3 \cdot C \cdot f_0 - \text{эквивалентная}$$

добротность;

$$2\Delta f' = \frac{f_0}{Q_{\text{экв}}} = \frac{1}{\pi R3 \cdot C} - \text{полоса пропускания на уровне 3 дБ.}$$

Изменять резонансную частоту можно, варьируя величину сопротивления резистора R2, что не приводит к изменению коэффициента усиления и ширины полосы пропускания каскада.

Рассмотрим числовой пример расчета усилителя. Пусть необходимо построить избирательный усилитель с $f_0 = 100$ Гц, $K_0 = 10$ и $Q_{\text{экв}} = 5$. Выбирая $R_3 = 110$ кОм, находим $R_1 = R_3 / 2K_0 = 5,5$ кОм и $C = Q_{\text{экв}} / \pi f_0 R_3 = 0,15$ мкФ. Тогда $R_1 \parallel R_2 = 1 / R_3 (C \omega_0)^2 = 1023$ Ом и $R_2 = 1251$ Ом.

15.4. Активные фильтры нижних и верхних частот

Для подавления сигналов в диапазоне частот выше некоторой частоты f_0 используются фильтры нижних частот (ФНЧ), а ниже граничной частоты f_0 – фильтры верхних частот (ФВЧ), примеры практической реализации которых показаны на рис. 15.7.

Граничная частота определяется соотношением $f_0 = 1 / 2\pi RC$. Коэффициент передачи в полосе пропускания рассмотренных фильтров = 1 (ОУ используется как повторитель напряжения).

Крутизна логарифмической амплитудно-частотной характеристики представленных фильтров второго порядка за

границей пропускания – 40 дБ/дек. Полосовой фильтр строится путем последовательного соединения ФНЧ и ФВЧ, настроенных на граничные частоты полосы пропускания.

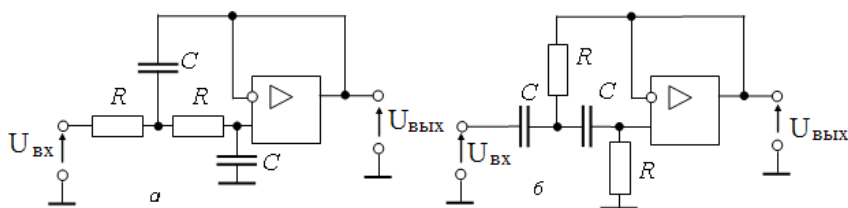


Рис. 15.7. Схемы активных фильтров нижних (а) и верхних (б) частот

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Методами планарной технологии (*англ. planar* – плоский), т. е. совокупности способов изготовления полупроводниковых приборов и интегральных схем путем формирования их структур только с одной стороны (подложки), вырезанной из монокристалла, легко обеспечить изоляцию транзисторов от подложки и друг от друга, а отсюда лишь шаг до создания интегральной схемы (микросхемы), т. е. создания электронной схемы с активными и пассивными компонентами и их соединениями на едином кристалле в едином технологическом процессе. Этот шаг был сделан в 1959 г. Мир вступил в эру микроэлектроники.

Типичная микросхема представляет собой, как вы уже знаете, кремниевый кристаллик (чип), в приповерхностной области которого изготовлено множество транзисторов, соединенных между собой пленочными алюминиевыми дорожками в заданную электрическую схему.

Микросхема обладает тем большей информационной мощностью, чем больше транзисторов она содержит, т. е. чем выше плотность интеграции (плотность упаковки активных элементов в кристалле). А она определяется минимальными размерами активного элемента и площадью кристалла, которые способна воспроизводить технология.

Совокупность определенным образом соединенных отдельных функциональных элементов, действующих как единое целое, способных выполнять заданные операции по обработке электрических сигналов, называют *электронным устройством*.

На выходе электрический сигнал должен по форме совпадать с входным, но мощность выходного сигнала должна быть больше, чем у входного. Для этого используется усилитель. Он может работать как в линейном, так и в нелинейном режиме. Нелинейный режим работы усилителя используется для повышения КПД. Основным элементом электронных устройств – транзистор также является нелинейным элементом.

Ясно, что одни и те же электрические колебания могут выступать и в качестве сигналов (например, колебания некоторой принимаемой радиостанции), и в качестве помехи (колебания той же радиостанции, если необходимо принять сигнал другой радиостанции).

Регулярные сигналы не несут информации для получателя. Однако они являются простой и удобной моделью для изучения основных свойств сигналов. Так, в качестве тестовых при изучении усилительных устройств используют колебания синусоидальной формы и в виде прямоугольного импульса. *(Исследование случайных сигналов не входит в программу изучаемого курса).*

Регулярные сигналы можно разделить на управляющие (низкочастотные) и радиосигналы (высокочастотные, модулированные). Управляющие сигналы появляются в месте возникновения информации (электрические колебания на выходе микрофона, передающей телевизионной трубки, какого-либо датчика и т. п.).

Низкочастотные по своей природе управляющие сигналы часто должны быть переданы на существенные расстояния от места возникновения информации. Для этого может быть использован переносчик – высокочастотное колебание, один из параметров которого (амплитуда, частота, фаза) изменяется (модулируется) по закону управляющего колебания. Такое колебание называют *высокочастотным сигналом, радиосигналом, модулированным сигналом.*

В зависимости от того, какими сигналами оперирует устройство, все электронные устройства можно разделить на аналоговые и цифровые. Типичными представителями аналоговой электроники являются устройства связи, радиовещания, телевидения.

Общие требования, предъявляемые к аналоговым устройствам, – минимальные искажения. Стремление выполнить эти требования приводит к усложнению электрических схем и конструкции устройств. Другая проблема аналоговой электроники – достижение необходимой помехоустойчивости, ибо в аналоговом канале связи шумы принципиально неустранимы.

Более помехоустойчивы, чем аналоговые, цифровые устройства, поскольку небольшие посторонние возмущения не вызывают их ошибочного срабатывания.

Цифровые сигналы формируются электронными схемами, транзисторы в которых либо закрыты (ток близок к нулю), либо полностью открыты (напряжение близко к нулю), поэтому на них рассеивается незначительная мощность, и надежность цифровых устройств получается более высокой, чем аналоговых.

Ошибки появляются только при таких возмущениях, при которых низкий уровень сигнала воспринимается как высокий или, наоборот.

В цифровых устройствах можно также применить специальные коды, позволяющие исправить ошибки. В аналоговых устройствах такой возможности нет.

Цифровые устройства нечувствительны к разбросу (в допустимых пределах) параметров и характеристик транзисторов и других элементов схем.

Безошибочно изготовленные цифровые устройства не нужно настраивать, а их характеристики полностью повторяемы.

Все это очень важно при массовом изготовлении устройств по интегральной технологии.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Зи С.* Физика полупроводниковых приборов. – М.: Мир, 1984.
2. *В. В. Пасынков, Л. К. Чиркин.* Полупроводниковые приборы. СПб. Изд-во «Лань», 2002.– 480 с.
3. Основы радиоэлектроники: Учебное пособие/
Ю. И. Волощенко и др.; Под ред. *Г. Д. Петрухина*. – М.: Изд-во МАИ, 1983. – 416 с.
4. *Манаев Е. И.* Основы радиоэлектроники. – М.: Радио и связь, 1985.
5. *Гусев В. Г., Гусев Ю. М.* Электроника: Учеб. пособие для приборостроит. спец. вузов. – 2-е изд. – М.: Высшая школа, 1981. – 622 с.
6. *Марченко А. Л.* Основы электроники. Учебное пособие для вузов. – М.: ДМК-Пресс, 2008. – 296с.
7. *Баскаков С. И.* Радиотехнические цепи и сигналы. – 3-е изд., пер. и доп. – М.: Высшая школа, 2000.
8. *Кушманов Н. В., Васильев Н. Н., Леонтьев А. Г.* Электронные приборы.– М.: Связь, 1973.
9. *Булычев А. Л.* и др. Электронные приборы: Учебник. — М.: Лайт Лтд., 2000.
10. *Бокуняев А. А.* и др. Справочная книга радиолюбителя-конструктора.— М.: Радио и связь, 1990.
11. *Павлов В. Н., Ногин В. Н.* Схемотехника аналоговых электронных устройств: Учебник для вузов. – М.: Горячая линия – Телеком, 2001.– 320с
12. *Игумнов Д. В., Костюнина Г. П.* Полупроводниковые устройства непрерывного действия. – М.: Радио и связь, 1980. – 256с.
13. *Николаевский И. Ф., Игумнов Д. В.* Параметры и предельные режимы работы транзисторов. – М.: Советское радио, 1971.
14. *Опадчий Ю. Ф.* и др. Аналоговая и цифровая электроника (Полный курс): Учебник для вузов. – М.: Горячая Линия – Телеком, 1999.
15. *Остапенко Г. С.* Усилительные устройства: Учебное пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1980. – 400 с.
16. *Бочаров Л. Н.* Эквивалентные схемы и параметры полупроводниковых приборов. – М.: Энергия, 1973.

17. Бурбаева Н. В., Днепровская Т. С. Сборник задач по полупроводниковой электронике. – Физматлит, 2004. – 168 с.
18. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство: Пер. с нем. – М.: Мир, 1982. – 512 с.
19. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. – М.: Энергия, 1977.
20. Кучумов А. И. Электроника и схемотехника: Учебное пособие. 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Гелиос АРВ, 2004. – 336 с.
21. Жеребцов И. П. Основы электроники. – 5-е изд., перераб. и доп. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1989. – 352 с.
22. Пасынков В. В., Чиркин Л. К., Шинков А. Д. Полупроводниковые приборы. – М.: Высшая школа, 1981.
23. Пасынков В. В., Чиркин Л. К. Полупроводниковые приборы: Учебник для вузов по специальности «Полупроводники и диэлектрики» и «Полупроводниковые и микроэлектронные приборы» – 4-е изд., перераб. и доп. — М.: Высшая школа, 1987.
24. Лаврентьев Б. Ф. Схемотехника электронных средств: учеб. пособие для студ. высш. учеб. заведений. – М.: Изд. Центр «Академия», 2010. – 308с.
25. Изъюрова Г. И., Королев Г. В., Терехов В. А. и др. Расчет электронных схем. Примеры и задачи. – М.: Высшая школа, 1987. – 335 с.
26. Проектирование усилительных устройств: Учеб. пособие/ Ефимов В. В. и др.; под ред. Н. В., Терпугова. – М.: Высш. шк., 1982. – 180 с.
27. Ленк. Дж. Электронные схемы: Практическое руководство. Пер. с англ. – М.: Мир, 1985. – 343 с.
28. Антипенский Р. В., Фадин А. Г. Схемотехническое проектирование и моделирование радиоэлектронных устройств: Учебное пособие. – М.: Альтекс-А, 2007. – 128 с.
29. Достал И. Операционные усилители: Пер с англ. – М.: Мир, 1982. – 512 с.
30. М. А. Шустов. Практическая схемотехника кн. 2. Источники питания и стабилизаторы. – М.: Альтекс-А, 2003. – 188 с.
31. Щука А. А. Электроника: Учебное пособие. – СПб.: БХВ-Петербург, 2005. – 800 с.
32. Турута Е. Ф. 5000 современных микросхем УНЧ и их аналоги. Справочник. – СПб.: Наука и Техника, 2008. – 560 с.

33. *Ред Э.* Справочное пособие по высокочастотной схемотехнике: Схемы, блоки, 50-омная техника: Пер. с нем. — М.: Мир, 1990.
34. *Хоровиц П., Хилл У.* Искусство схемотехники: В 3 томах. Пер. с англ. — 4-е изд., перераб. и доп. — М.: Мир, 1993.
35. *Тугов Н. М., Глебов Б. А., Чарыков Н. А.* Полупроводниковые приборы.— М.: Энергоатомиздат, 1990.

СОДЕРЖАНИЕ

	Введение	3
1.	Физические процессы в полупроводниках	6
1.1.	Электропроводность полупроводников	6
1.2.	Энергетические зоны. Свободные носители зарядов: электроны и дырки	8
2.	Полупроводниковые диоды	23
2.1.	Полупроводниковые диоды с электронно-дырочным переходом (р-п-переходом)	23
2.2.	Пробой р-п-перехода	27
2.3.	Силовые диоды	31
2.4.	Стабилитроны	32
2.5.	Полупроводниковые управляемые емкости (варикапы)..	33
2.6.	Туннельные диоды	35
3.	Биполярные транзисторы	38
3.1.	Принцип работы	38
4.	Основные усилительные свойства транзисторных устройств	45
4.1.	Структурная схема усилительного устройства	45
4.2.	Классификация электронных усилителей	45
4.3.	Усилительные параметры	46
4.4.	Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики...	48
4.5.	Переходная характеристика	49
4.6.	Линейные и нелинейные искажения	50
4.7.	Амплитудная характеристика и динамический диапазон.	52
4.8.	Способы связи между каскадами	54
4.9.	Классы усиления	55
5.	Обратные связи в усилителях	59
5.1.	Виды обратных связей	59
5.2.	Влияние ООС на стабильность коэффициента усиления ...	61
5.3.	Влияние ООС на нелинейные искажения	62
5.4.	Влияние ООС на величину входного и выходного сопротивлений усилителя	62
5.5.	Амплитудно-частотная характеристика усилителя с ОС ...	63
5.6.	Частотный критерий устойчивости усилителя с обратной связью. Запасы устойчивости по амплитуде и по фазе ...	64
5.7.	Пример расчета характеристик усилителя с ООС.....	66
6.	Эквивалентные схемы и малосигнальные параметры усилительных приборов	70
6.1.	Способы включения биполярного транзистора.....	70
6.2.	Характеристики транзистора при включении с общей базой	70

6.3.	Характеристики транзистора при включении с общим эмиттером	73
6.4.	Т-образная схема замещения транзистора при включении с общей базой	75
6.5.	Т-образная схема замещения транзистора при включении с общим эмиттером	77
6.6.	h-параметры транзистора и их связь с параметрами физической эквивалентной схемы	78
6.7.	Определение h-параметров по характеристикам транзистора	80
6.8.	Типы полевых транзисторов	82
6.9.	Характеристики и малосигнальные параметры полевых транзисторов	84
6.10.	Эквивалентные схемы замещения полевых транзисторов	88
7.	Усилительный каскад с общим эмиттером	90
7.1.	Принцип работы и назначение элементов простейшего каскада УНЧ по схеме с общим эмиттером	90
7.2.	Нагрузочные прямые постоянного и переменного тока ...	91
7.3.	Анализ каскада в области средних частот	93
7.4.	Анализ каскада в области нижних частот	95
7.5.	Анализ каскада в области верхних частот	99
7.6.	Результатирующие характеристики каскада	100
8.	Температурная стабилизация режима работы биполярного транзистора	102
8.1.	Цепи смещения с фиксированным током базы и фиксированным током эмиттера	102
8.2.	Цепь смещения с эмиттерной стабилизацией рабочей точки транзистора	105
8.3.	Цепь смещения с комбинированной отрицательной обратной связью по постоянному току	106
9.	Каскад с общим эмиттером при работе в режиме большого сигнала	108
9.1.	Выбор режима работы транзистора	108
9.2.	Пример расчета усилительного каскада	112
10.	Широкополосные усилители	119
10.1.	Особенности формирования АЧХ широкополосных усилителей	119
10.2.	Схемы высокочастотной коррекции	120
10.3.	Схема низкочастотной коррекции	122
11.	Усилительные каскады по схемам с общей базой и общим коллектором	123
11.1.	Каскад с общей базой	123
11.2.	Каскад с общим коллектором	125

11.3.	УНЧ с гальванически связанными каскадами ОЭ-ОК	129
12.	Усилительные каскады на полевых транзисторах	131
12.1.	Каскад по схеме с общим истоком	131
12.2.	Анализ каскада в области средних и верхних частот	132
12.3.	Каскад с последовательной ООС по току	136
13.	Усилители мощности	141
13.1.	Трансформаторный выходной каскад в режиме класса А	141
13.2.	Трансформаторный выходной каскад в режимах В и АВ	144
13.3.	Влияние трансформатора на частотную характеристику усилителя	147
13.4.	Бестрансформаторные выходные каскады	149
13.4.1.	Выходные каскады в режиме класса В	149
13.4.2.	Выходной каскад в режиме класса АВ	150
13.4.3.	Каскад с вольтодобавкой	153
13.4.4.	Выходной каскад УНЧ с квазидополнительной симметрией	154
14.	Операционные усилители	157
14.1.	Дифференциальный усилительный каскад	157
14.2.	Стабилизаторы тока	162
14.3.	Операционный усилитель	164
14.4.	Основные параметры и типовые схемы включения операционных усилителей	166
14.5.	Устройства формирования АЧХ	169
14.5.1.	Активные фильтры на ОУ	169
14.6.	Гираторы	176
14.7.	Регуляторы тембра и эквалайзеры	178
14.8.	Аналоговые перемножители сигналов	180
14.9.	Компараторы	185
15.	Избирательные усилители	188
15.1.	Резонансный усилитель с параллельным LC-контуром ...	188
15.2.	Каскодный усилитель	191
15.3.	Избирательный усилитель типа RC со сложной ООС	195
15.4.	Активные фильтры нижних и верхних частот	196
	Библиографический список	201
	Приложение А	207

ПАССИВНЫЕ КОМПОНЕНТЫ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

Единицей измерения величины сопротивления резистора является 1 Ом. В практике употребляются кратные единицы сопротивления – 1 кОм = 10^3 Ом, 1 МОм = 10^6 Ом.

Наибольшее применение в электронной аппаратуре находят резисторы, соответствующие стандартному ряду мощностей (ватт): 0,062; 0,125; 0,25; 0,5; 1; 2.

Номинальные значения сопротивлений и емкости резисторов стандартизованы. Для постоянных резисторов установлено шесть десятичных интервалов (рядов): E6, E12, E24, E48, E86, E182.

Переменные резисторы соответствуют ряду E6. Цифра ряда (см. табл.) указывает на число значений в каждом десятичном интервале. Номинальные сопротивления в этих интервалах соответствуют числовым коэффициентам, указанным в таблице, или произведению, полученному умножением их на 10^n (n – целое положительное число).

Номинальные сопротивления и емкости по рядам

Ряд	Числовые коэффициенты
E6	1; 1,5; 2,2; 3,3; 4,7; 6,8;
E12	1; 1,2; 1,5; 1,8; 2,2; 2,7; 3,3; 3,8; 4,7; 5,6; 6,8; 8,2;
E24	1; 1,1; 1,2; 1,3; 1,5; 1,6; 1,8; 2; 2,2; 2,4; 2,7; 3; 3,3; 3,6; 3,8; 4,3; 4,7; 5,1; 5,6; 6,2; 6,8; 7,5; 8,2; 8,1;

Стандарты устанавливают ряд допусков, причем большинство постоянных резисторов общего назначения выпускается с допусками 2 %, 5 %, 10 %, 20 %.

Базовой единицей измерения величины емкости конденсатора является 1 Ф (фарада).

Поскольку это очень большая величина, в практике употребляются производные величины емкости $1 \text{ Ф} = 10^6 \text{ мкФ} = 10^8 \text{ нФ} = 10^{12} \text{ пФ}$.

Как и сопротивление резисторов, номинальные значения емкостей стандартизованы. Наиболее употребляемые ряды номинальных емкостей E6, E12, E24.

Полное обозначение емкости состоит из соответствующего числа и единицы измерения, причем, как и на схемах, емкость от 0 до 8888 пФ указывают в пикофарадах (22 пФ, 3300 пФ и т.д.), а от 0,01 до 8888 мкФ – в микрофарадах (0,047 мкФ, 100 мкФ и т.д.).

Базовой единицей измерения величины индуктивности является 1 Гн (генри). В практике употребляются производные величины индуктивности $1 \text{ мГн} = 10^{-3} \text{ Гн}$, $1 \text{ мкГн} = 10^{-6} \text{ Гн}$.

ПЕРЕЧЕНЬ ПРИНЯТЫХ СОКРАЩЕНИЙ

АЧХ – амплитудно-частотная характеристика
АЦП – аналого-цифровой преобразователь
БИС – большая интегральная схема
ВАХ – вольт-амперная характеристика, дБ – децибел
ИМС – интегральная микросхема
КПД – коэффициент полезного действия
ЛАЧХ – логарифмическая амплитудно-частотная характеристика
МОП – полевой транзистор со структурой
«металл–окисел–полупроводник»
МДП – полевой транзистор со структурой
«металл–диэлектрик–полупроводник»
ОЭ – общий эмиттер
ОБ – общая база
ОК – общий коллектор
ООС – отрицательная обратная связь
ОУ – операционный усилитель
ПСН – преобразователь сопротивления в напряжение
ПОС – положительная обратная связь
РТ – рабочая точка
СБИС – сверхбольшая интегральная схема
ТКН – температурный коэффициент напряжения
ТКС – температурный коэффициент сопротивления
УГО – условное графическое обозначение
УПТ – усилитель постоянного тока
УНЧ – усилитель низкой частоты
УПЧ – усилитель промежуточной частоты
УВЧ – усилитель высокой частоты
ФЧХ – фазочастотная характеристика
ФВЧ – фильтр нижних частот
ФНЧ – фильтр верхних частот
ЦАП – цифроаналоговый преобразователь
ЭДС – электродвижущая сила

Учебное издание

Касимов Абдуразак Оразгельдиевич
Байкенова Гульжан Маматовна

ЭЛЕКТРОНИКА И СХЕМОТЕХНИКА

Учебное пособие

Нач. РО УИЦ
Редактор
Компьютерная верстка

З. А. Губайдулина
С. Е. Синицына
А. С. Сайбулатова

Подписано в печать 10.04.2016 г.

Тираж 300 экз. Формат 60х84х 1/16. Бумага типогр. № 1.

Уч.-изд. л. 13,1 Усл. п.л. 12,2 Заказ № 729. Цена договорная.

Издание Казахского национального исследовательского технического
университета имени К. И. Сатпаева

Учебно-издательский центр КазННТУ имени К. И. Сатпаева,
г. Алматы, ул. Сатпаева, 22

ISBN 978-601-228-939-8

