

621.382(075)

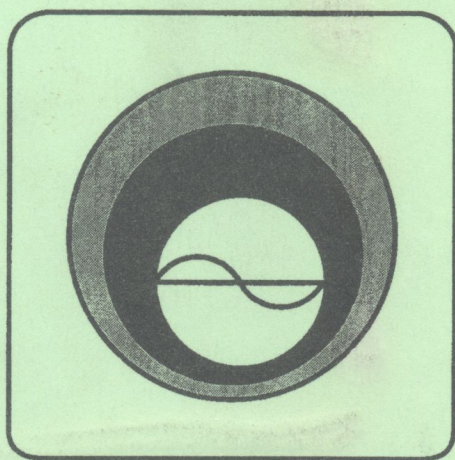
3-86

74

Зори А.А., Бойко В.И.



# Аналоговая схемотехника электронных систем



**МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ**

Донецкий национальный технический университет  
Днепродзержинский государственный технический университет

**Зори А.А., Бойко В.И.**

# **АНАЛОГОВАЯ СХЕМОТЕХНИКА ЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ**

Рекомендовано Министерством образования и науки  
Украины в качестве учебного пособия для студентов  
высших учебных заведений (№ 14/18.2-2350 от  
10.12.2002)

**Донецк-2003**

УДК 681.51:621.385

З 86

З 86 Зорі А.А., Бойко В.І. Аналогова схемотехніка електронних систем: Навчальний посібник — Донецьк: ДонНТУ, 2003. — 324 с.

ISBN 966-7559-77-7

Посібник призначений для студентів технічних ВНЗів. Відповідає програмам підготовки бакалаврів, інженерів та магістрів напрямку "Електроніка" фахів "Електронні системи" та "Фізична та біомедична електроніка" згідно вимог державного стандарту України. В посібнику наведені основи схемотехніки, розглянуті принципи дії та розрахунки аналогових пристроїв електронних систем на основі напівпровідникових приладів та інтегральних операційних підсилювачів. У розділах посібника наведені запитання для контролю та закріплення знань.

Рекомендується також для студентів споріднених приладобудівних та радіотехнічних фахів, а саме: «Системи керування і автоматики», «Телекомунікаційні системи і мережі», «Наукові, аналітичні та екологічні прилади і системи». Може бути корисним для студентів, які цікавляться електронікою, та фахівців електронної техніки, які спеціалізуються в галузі розробки, виготовлення і експлуатації електронних систем і приладів.

Ілюстрацій 269. Таблиць 2. Бібліографій 29.

#### Рецензенти:

проректор з наукової роботи, завідувач кафедри промислової електроніки та електронної техніки Запорізької державної інженерної академії, доктор технічних наук, професор Переверзев А.В.,

завідувач кафедри промислової електроніки та автоматики Сумського державного університету, доктор технічних наук, професор Борисенко О.А.

Рекомендовано Міністерством освіти і науки України в якості навчального посібника для студентів вищих навчальних закладів (№ 14/18.2-2350 від 10.12.2002)

ISBN 966-7559-77-7

© Зорі А.А., Бойко В.І., 2003

© Донський національний технічний університет, 2003  
© Дніпропетровський державний технічний університет, 2003

## СОДЕРЖАНИЕ

Введение	6
Раздел 1 Электронные системы. Усилительные устройства	
1.1 Электронная техника. Электронные системы, подсистемы и узлы	9
1.2 Основные компоненты электронных устройств	10
1.3 Усилительные устройства, основные определения	12
1.4 Классификация и структурная схема усилителей	13
1.5 Основные технические показатели усилителей	15
Раздел 2 RC-усилители напряжения на биполярных и полевых транзисторах	
2.1 Простейший усилитель на биполярном транзисторе, включенном по схеме с общей базой	21
2.2 Усилитель на биполярном транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером	24
2.3 Усилитель на биполярном транзисторе, включенном по схеме с общим коллектором	35
2.4 Усилитель на полевом транзисторе, включенном по схеме с общим истоком	41
2.5 Усилитель на полевом транзисторе, включенном по схеме с общим стоком	45
Раздел 3 Частотные характеристики RC-усилителей звуковых частот	
3.1 Звуковые частоты, характерные области частот	50
3.2 Характеристики усилителей напряжения в области средних звуковых частот	54
3.3 Низкие звуковые частоты	55
3.4 Работа усилителя в области верхних звуковых частот	58
Раздел 4 Усилители мощности	
4.1 Согласование источника сигнала с нагрузкой. Классификация усилителей мощности	62
4.2 Однотактные усилители мощности	65
4.3 Частотные характеристики усилителей мощности	71
4.4 Двухтактные усилители мощности	78
4.5 Бестрансформаторные усилители мощности	80
Раздел 5 Влияние температуры на характеристики и параметры транзисторных усилителей. Нелинейные искажения каскадов	
5.1 Влияние температуры на характеристики биполярных транзисторов. Основные причины температурной нестабильности каскадов	84



5.2	Температурная стабилизация и компенсация каскадов	88
5.3	Причины нелинейных искажений	92
5.4	Входные динамические характеристики транзисторов. Сквозная характеристика каскада	95
5.5	Методы расчета нелинейных искажений	98
Раздел 6 Обратные связи в усилителях		
6.1	Общие понятия и классификация обратных связей	103
6.2	Влияние обратной связи на основные параметры усилителя	104
6.3	Влияние обратной связи на входное и выходное сопротивления усилителя	108
6.4	Практические схемы усилительных каскадов с обратными связями	113
6.5	Устойчивость усилителей с обратными связями	115
Раздел 7 Усилители постоянного тока. Дрейф нуля и способы его уменьшения		
7.1	Назначение и основные характеристики усилителей. Усилители на несущей частоте	119
7.2	Усилители с непосредственными связями	122
7.3	Дрейф нуля усилителей, основные причины и способы его уменьшения	129
7.4	Параллельно-балансные и дифференциальные каскады усилителей	133
Раздел 8 Аналоговые микроселектронные структуры. Операционные усилители на интегральных микросхемах		
8.1	Классификация аналоговых интегральных микросхем и элементы их схемотехники, взаимные компоненты, входные каскады	137
8.2	Напряжение смещения, входные токи и их температурные дрейфы	141
8.3	Операционные усилители, эквивалентная схема усилителя	150
8.4	Экспериментальное определение основных параметров операционных усилителей	153
Раздел 9 Обобщенная методика расчета электронной системы с помощью логарифмических амплитудно-частотных характеристик		
9.1	Пространство состояний, передаточная функция, декомпозиция системы	159
9.2	Частотные характеристики электронных систем	165
9.3	Определения структуры электронной системы по виду ЛАЧХ	171
9.4	Примеры расчетов электронных систем с обратными связями	175
9.5	Примеры расчетов стойкости систем и качества переходных процессов	188

Раздел 10	Построение решающих структур на базе операционных усилителей. Линейные и нелинейные функциональные преобразователи	
10.1	Инвертирующий и неинвертирующий усилители	199
10.2	Сумматоры, интеграторы и дифференциаторы на базе усилителей	204
10.3	Схемы установки нуля и частотной коррекции усилителей	209
10.4	Логарифмирующие и антилогарифмирующие схемы	211
10.5	Умножители и делители напряжений, выпрямители и детекторы сигналов	215
Раздел 11	Избирательные усилители	
11.1	Характеристики параллельного и последовательного колебательных контуров	223
11.2	Избирательные усилители LC типа	231
11.3	Общее положение теории избирательных RC систем	238
11.4	Двойной T-образный мост, основные характеристики и параметры	240
11.5	Принципиальные схемы избирательных RC усилителей	246
Раздел 12	Генераторы периодических колебаний LC-типа	
12.1	Методы анализа условий возбуждения генераторов	252
12.2	LC генератор на полевом транзисторе с контуром в цепи затвора	254
12.3	Энергетический расчет, определение установившегося режима генератора	259
12.4	LC генераторы на биполярных транзисторах	265
Раздел 13	RC-генераторы	
13.1	Общие положения теории RC-генераторов	273
13.2	RC-генераторы с фазосдвигающими цепочками на $180^\circ$	274
13.3	RC генераторы с нулевой фазосдвигающей цепочкой	278
13.4	RC-генераторы повышенной стабильности	284
Раздел 14	Примеры расчетов промышленных систем подчиненного управления	
14.1	Структурный стохастичный синтез контуров регулирования	289
14.2	Обобщенная структура системы подчиненного управления и принципы оптимизации контуров регулирования	302
14.3	Примеры расчетов параметров регуляторов силы тока, частоты обращения и положения механизма	309
	Библиографический список	320

*Светлой памяти Учителя,  
основателя школы электроники в  
Донбассе, к.т.н., доценту  
Кузнецову Борису Александровичу  
посвящается*

## ВВЕДЕНИЕ

Промышленное развитие электроники включает два направления.

1. Информационное, к которому относятся электронные средства и системы измерения, контроля и управления разнообразными технологическими процессами на производстве, в научных исследованиях, биологии, медицине. Генераторы и усилители сигналов напряжений, токов, мощности разной формы и частоты, логические схемы, счетчики, индикаторные устройства — все это устройства и системы информационной электроники, которая основана на использовании интегральных микросхем.

2. Силовое (энергетическое) направление — связано с преобразованиями переменного и постоянного токов для потребностей электроэнергетики, металлургии, химии, электротяги транспорта и др. Основными видами электронных систем есть выпрямители, инверторы, преобразователи частоты, управляемые преобразователи.

Электронные системы по способу формирования и передачи сигналов управления разделяют на два класса аналоговые (непрерывные) и дискретные (прерывчатые), которые в свою очередь делятся на импульсные, релейные и цифровые.

Аналоговые электронные устройства и системы предназначены для приема, преобразования и передачи электрического сигнала, который изменяется по закону непрерывной (аналоговой) функции. В электронной системе аналогового типа каждому конкретному значению реальной физической величины на входе датчика соответствует однозначное, целиком определенное значение выбранного электрического параметра постоянного или переменного тока. Это может быть напряжение или ток на участке электрической цепи, частота, фаза и др. При этом как сама физическая величина, так и ее электрический эквивалент, принимая бесконечное число значений, могут быть определены в любой произвольный момент времени и

изменяться в одном и том же масштабе времени. Важно подчеркнуть, что электрический эквивалент несет в себе полную информацию о реальном процессе, хотя в общем случае моменты, когда реальная величина принимает какое-то значение и когда появляется ее электрический эквивалент, могут не совпадать, то есть между этими моментами может существовать некоторая задержка. Преимущества — теоретически максимально достижимые точность и быстродействие, простота системы. Недостатки — низкая помехоустойчивость и нестабильность параметров, обусловленные сильной зависимостью свойств устройства от внешних дестабилизирующих факторов, например температуры, времени (старения элементов), действия внешних полей и др., большие искажения при передаче на значительные расстояния, трудность длительного хранения результатов, низкая энергетическая эффективность.

Дискретные электронные устройства предназначены для приема, преобразования и передачи электрических сигналов, полученных путем квантования (процесс замены непрерывного сигнала его значениями в отдельных точках) по времени или (и) по уровню заданной аналоговой функции. Поэтому действующие в них сигналы пропорциональны ограниченному числу выбранных по определенному закону значений реальной физической величины, отображенной в виде различных параметров импульсов или перепадов напряжений (токов) (амплитуды, продолжительности фронта и спада импульсов, продолжительности импульса, периода прохождения импульсов, частоты прохождения импульсов, продолжительности паузы и др.). В дискретных электронных системах используется лишь часть информации о реальной физической величине, то есть в процессе представления информации возникают частичные ее потери. К преимуществам относят то, что импульсная и средняя мощности определяются через скважность, поэтому при большой скважности можно получить существенное превышение мощности в импульсе, что оказывает содействие улучшению показателей массы и габаритов; в режиме ключа рассеяния мощности минимально, что повышает коэффициент использования прибора; свойства дискретных приборов меньше зависят от нестабильности параметров использованных приборов; помехоустойчивость приборов выше, поскольку уменьшается промежуток времени, когда помеха может повлиять на сигнал, применяется однотипная элементная база, которая оказывает содействие повышению надежности, обеспечивает дешевизну. В свою очередь по типу квантования дискретные электрические сигналы (ДЕС) делятся на импульсные, релейные и цифровые. Импульсные электронные системы реализуют квантование начального сигнала. В процессе импульсной модуляции форма импульсов исходной последовательности остается неизменной.

Распространены амплитудно-импульсная, широтно-импульсная и фазово-импульсная модуляции. Релейные системы реализуют квантование начального сигнала по уровню и превращают его в ступенчатую функцию, высота каждого из уровней пропорциональна некоторой заведомо заданной величине.

Наиболее вероятно, что в недалеком будущем цифровая электроника займет монопольное положение на рынке электронных устройств и систем. Полностью вытеснить аналоговую технику цифровая в принципе не сможет, так как физические процессы, от которых электронная система получает информацию имеют аналоговую природу, и в этом случае необходимы на входе и выходе аналого-цифровые и цифро-аналоговые устройства.

Промышленное развитие электроники за, почти, 100 лет своего существования насчитывает 4 поколения, что характеризуется дальнейшей микроминиатюризацией электронных компонентов, устройств и систем на базе применения больших интегральных схем (БИС) и сверхбольших интегральных схем (СБИС). Отдельные функциональные блоки выполняются в одной интегральной схеме, представляющей собой готовое электронное устройство или систему приема, преобразования или передачи информации. Такие электронные устройства позволяют полностью обеспечить необходимый алгоритм обработки начальной информации и существенно повысить надежность их функционирования. Компактность монтажа электронных устройств четвертого поколения составляет около 1000 ел/см<sup>3</sup> и выше (для сравнения электронные устройства 3 поколения — 50 ел/см<sup>3</sup>). Применение интегральных схем в современных электронных системах существенно повышает надежность систем и уменьшает их стоимость, массогабаритные размеры и удельную мощность.

В основу пособия положены курсы лекций, которые читаются авторами в Донецком национальном техническом университете, Днепродзержинском техническом университете. Авторы приносят глубокую благодарность за обсуждение материалов и помощь в работе коллективу Учебно-методической комиссии Министерства образования и науки Украины по специальности «Электронные системы», декану факультета электроники Национального технического университета Украины (КПИ) проф. Писаренко Л. Д., первому проректору Харьковского технического университета (ХПИ) проф. Соколу Е. И., заведующему кафедрой Сумского государственного технического университета, д.т.н., проф. Борисенко А.А., проректору, заведующему кафедрой Запорожского государственного технического университета, д.т.н., проф. Переверзеву А.В.

## Раздел 1 ЭЛЕКТРОННЫЕ СИСТЕМЫ. УСИЛИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

### 1.1 Электронная техника. Электронные системы, подсистемы и узлы

Предметом электронной техники является теория и практика применения электронных, ионных и полупроводниковых приборов в устройствах применяемых в различных отраслях народного хозяйства.

Гибкость, быстродействие и точность открывают большие возможности её применения в науке и технике.

Началом развития электронной техники принято считать со времени открытия Поповым А. С. радио (7 мая 1895 г. доклад и демонстрация радиопередачи).

В развитии электроники можно выделить 4 основных этапа [1]:

- радиотелеграфный (1895–1925г.г.);
- радиотехнический (1925–1945г.г.);
- электроники (полупроводниковый) (1945–1965г.г.);
- микроэлектроники (1965г. по настоящее время).

Последние достижения в области микроэлектроники — создание интегральных микросхем от малой до сверхбольшой степеней интеграции позволили получить базовые элементы с очень высокими надежностными характеристиками, быстродействием, маленькой потребляемой мощностью, на основе которых создаются современные микропроцессорные устройства и системы, а также современные компьютеры и элементы измерительных, управляющих и вычислительных систем.

Под электронной системой понимают множество элементов электронной техники, находящихся в определенной связи друг с другом и образующих определенную функциональную целостность.

Поведение каждого элемента описывается моделью выполняемых им функций (передаточная характеристика или статическая функция преобразования), определяемых параметрами элемента. В каждой электронной системе можно выделить ряд подсистем (блоков).

Подсистемой называется группа элементов в системе, выполняющих определенную (более простую) функцию.

Подсистемы (блоки) состоят из еще более простых устройств (узлов). Узлы в свою очередь состоят из элементов. Принятая классификация является условной и зависит от критериев разбиения.

## 1.2 Основные компоненты электронных устройств

К пассивным элементам относятся двухполюсники (резисторы, конденсаторы и катушки индуктивности), а также некоторые многополюсники, составленные из пассивных двухполюсников.

Существуют также активные компоненты, предназначенные для усиления и генерации сигналов, являющиеся в основном трехполюсниками.

Рассмотрим базовые пассивные компоненты — резистор, конденсатор и индуктивность (см. рис. 1.1).

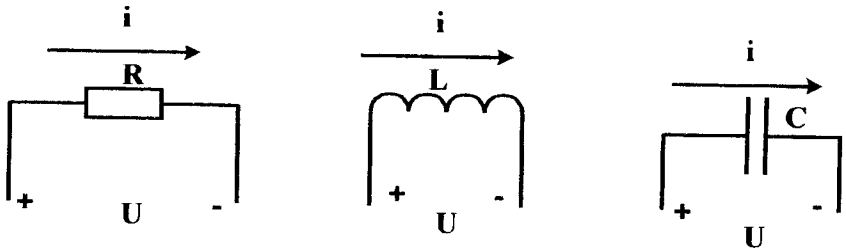


Рисунок 1.1 — Основные пассивные компоненты электронных схем

Связи между токами и напряжениями для них описываются следующими выражениями:

$$U = R \cdot i, \quad U = L \cdot \frac{di}{dt}, \quad i = C \cdot \frac{dU}{dt}. \quad (1.1)$$

Двухполюсники, для которых причинно-следственные связи определены уравнениями вида (1.1) называются линейными. Для них справедливы следующие соотношения:

$$U = R \cdot i, \quad \Psi = L \cdot i, \quad q = C \cdot U. \quad (1.2)$$

где  $\Psi$  — потокосцепление  $q$  — заряд конденсатора.

Характеристики линейных элементов приведены на рис. 1.2.



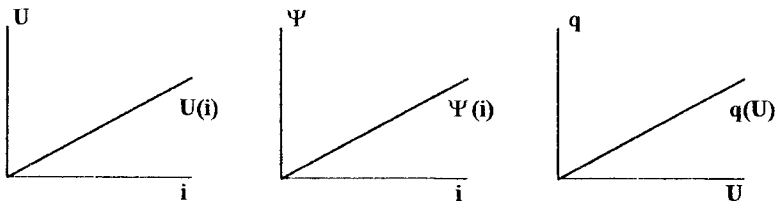


Рисунок 1.2 — Характеристики линейных элементов

По известным характеристикам элементов можно определить их параметры:

$$R = \frac{dU(i)}{di} = \frac{U(i)}{i}, \quad L = \frac{d\Psi(i)}{di} = \frac{\Psi(i)}{i}, \quad C = \frac{dq(U)}{dU} = \frac{q(U)}{U}. \quad (1.3)$$

Значения этих параметров постоянны для линейных двухполосников, и к ним применим принцип наложения.

Ряд двухполосников обладает нелинейными характеристиками (см. рис.1.3).

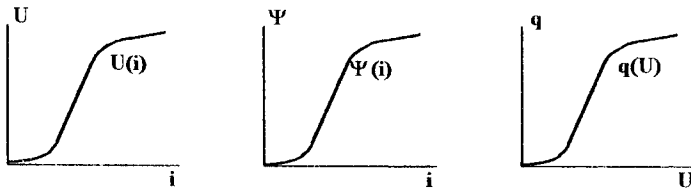


Рисунок 1.3 — Характеристики нелинейных элементов

Они описываются следующими выражениями:

$$\frac{dU(i)}{di} = R(i), \quad \frac{d\Psi(i)}{di} = L(i), \quad \frac{dq(U)}{dU} = C(U). \quad (1.4)$$

$$dU(i) = R(i)di, \quad d\Psi(i) = L(i)di, \quad dq(U) = C(U)dU. \quad (1.5)$$

Следовательно, параметры нелинейных элементов не постоянны и зависят от значений аргументов ( $i, U$ ):

$$R(i) = \frac{dU(i)}{di} \neq \frac{U(i)}{i}, \quad L(i) = \frac{d\Psi(i)}{di} \neq \frac{\Psi(i)}{i}, \quad C(U) = \frac{dq(U)}{dU} \neq \frac{q(U)}{U}. \quad (1.6)$$

Для нелинейных элементов имеют место 2 типа параметров:

- сопротивление по постоянному току ( $R_0$ );
- сопротивление по переменному току ( $R_i$ ).

Эти сопротивления (см. рис. 1.4) определяются выражениями:

$$R_i = \frac{dU}{di} = \operatorname{tg}(\alpha),$$

$$R_0 = \frac{U_0}{I_0} = \operatorname{tg}(\beta).$$

Примерами нелинейных элементов являются *p-n* переход (типичная ВАХ приведена на рис. 1.4), катушка индуктивности со стальным сердечником, варикап и другие.

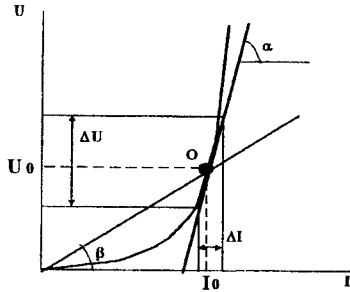


Рисунок 1.4 — Определение сопротивлений нелинейного элемента

К активным элементам относят элементы с управляющим электродом, которые моделируются активными источниками напряжения, тока. Они в основном предназначены для усиления и генерации электрических сигналов заданной формы, амплитуды и частоты. К ним относят транзисторы, электронные лампы, операционные усилители, многослойные структуры *p-n*-переходов и др.

### 1.3 Усилительные устройства, основные определения

Усилителем называют устройство позволяющее преобразовывать входной сигнал в сигнал большей мощности (тока, напряжения) без существенного искажения его формы. При усилении тока или напряжения одновременно происходит усиление мощности [2].

Эффект усиления возможен только при наличии источника управляемой энергии, преобразуемой усилителем в энергию усиливаемых сигналов. Таким источником является источник питания. Энергия источника питания преобразуется в энергию полезного сигнала при помощи усилителя. Исходя из вышесказанного, процесс усиления сигналов можно представить структурной схемой, приведенной на рис. 1.5.

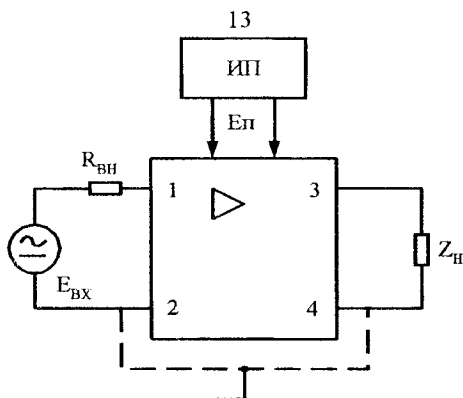


Рисунок 1.5 — Структурная схема усиления электрических сигналов

Устройство, которое является потребителем, называется нагрузкой ( $Z_H$ ), а цепь усилителя, к которой он подключается, называют выходной цепью (зажимы 3, 4). Поток энергии от источника питания (ИП) к нагрузке ( $Z_H$ ) управляет входной сигнал, представляемый входным напряжением  $U_{12}$ . Это напряжение зависит от величины источника э.д.с.  $E_{ВХ}$ , его внутреннего сопротивления  $R_{ВН}$  и входного сопротивления усилителя  $R_{ВХ}$ . Источник энергии сигнала, который необходимо усилить называют входным сигналом, а цепь усилителя, к которой он подключается, называют входной цепью усилителя (зажимы 1,2). Часто зажимы 2 и 4 однопотенциальны и их называют общей шиной (массой) усилителя.

#### 1.4 Классификация и структурная схема усилителей

Классификацию усилителей [3] осуществляют:

- по назначению;
- по характеру усиливаемых сигналов;
- по полосе усиливаемых частот;
- по виду используемых активных элементов.

По назначению различают:

- усилители напряжения,  $k_u = \frac{U_{ввых}}{U_{вх}}$  — коэффициент усиления по напряжению;
- усилители тока,  $k_i = \frac{I_{ввых}}{I_{вх}}$  — коэффициент усиления по току;

- усилители мощности,  $k_p = \frac{P_{вых}}{P_{вх}}$  — коэффициент усиления по мощности.

В усилителях мощности необходимо обеспечить в нагрузке ( $Z_H$ ) заданную либо максимальную мощность, а в усилителях напряжения (тока) заданные значения коэффициентов усиления и выходных параметров  $U_{вых}(I_{вых})$ .

По характеру усиливаемых сигналов различают:

- усилители гармонических сигналов. Эти устройства обеспечивают усиление непрерывных гармонических или квазигармонических сигналов;
- усилители импульсных сигналов, при допустимом искажении их формы. При этом входной сигнал должен изменяться настолько быстро, для того чтобы на форму выходного сигнала не влияли переходные процессы в усилителе.

По полосе усиливаемых частот выделяют:

- усилители постоянного тока, диапазон усиливаемых частот  $f = 0 \div f_B$  ( $f_B$  — верхняя граничная частота усиления);
- усилители переменного тока, с диапазоном частот  $f = f_H \div f_B$  ( $f_H$  — нижняя граничная частота усиления).

Усилители переменного тока в свою очередь делят на:

- усилители низкой частоты  $f_B - f_H \gg f_H$ ;
- усилители высокой частоты  $f_B - f_H \ll f_H$ ;
- усилители низкой частоты  $f_B / f_H \approx 1,1$ .

По виду используемых активных элементов различают:

- ламповые усилители;
- транзисторные усилители;
- диодные усилители;
- параметрические усилители.

Структурная схема усилителя имеет вид, приведенный на рис. 1.6, и включает входное и выходное устройства, каскады предварительного усиления и усиления мощности.



Рисунок 1.6 — Структурна схема усилителя

Входное устройство осуществляет передачу сигнала от источника сигнала во входную цепь. Применяется в случае, когда подключаемый источник сигнала невозможно или нецелесообразно подключать непосредственно ко входу усилителя.

Каскады предварительного усиления предназначены для усиления сигнала по напряжению, току, мощности до необходимого уровня обеспечивающего нормальную работу следующего блока.

Каскады усиления мощности обеспечивают в нагрузке требуемые значения мощности, при допустимых уровнях искажения формы и шумов сигнала.

Выходные устройства требуются для передачи сигнала от усилителя мощности в нагрузку. Применяются когда непосредственное подключение нагрузки невозможно или нецелесообразно.

### 1.5 Основные технические показатели усилителей

Сумма сведений, характеризующих свойства усилителя, называется его показателями [2, 3]. К ним относятся:

- входные и выходные данные;
- коэффициент усиления;
- КПД;
- частотные характеристики;
- амплитудная характеристика.

Рассмотрим подробнее эти показатели.

1) Входные и выходные данные;

а) входные данные —  $\dot{U}_{вх}, \dot{I}_{вх}, \dot{P}_{вх}, \dot{Z}_{вх}$ .

Источником входных сигналов могут являться источник ЭДС и источник тока. Модель источника ЭДС имеет вид, приведенный на рис. 1.7.

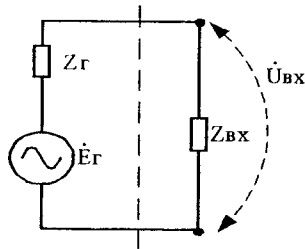


Рисунок 1.7 — Модель источника ЭДС

Для обеспечения нормальной работы усилителя,  $\dot{U}_{ax}$  должно стремиться к  $\dot{E}_2$ . Но, так как  $Z_2 > 0$ , то на нем происходит падение напряжения и, следовательно,  $\dot{U}_{ax} < \dot{E}_2$ .  $\dot{U}_{ax}$  определяется выражением:

$$\dot{U}_{ax} = \frac{\dot{E}_2 \cdot Z_{ax}}{Z_2 + Z_{ax}}. \quad (1.7)$$

Из вышеприведенного выражения следует, что для того, чтобы  $\dot{U}_{ax} \approx \dot{E}_2$ , необходимо выполнение условия  $Z_2 \ll Z_{ax}$ . На практике допускаются  $\dot{U}_{ax} = 0.5\dot{E}_2$ , но недопустимо  $\dot{U}_{ax} < 0.2\dot{E}_2$ .

Модель источника тока имеет вид, приведенный на рис. 1.8.

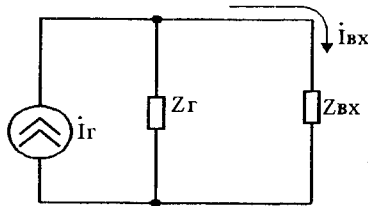


Рисунок 1.8 — Модель источника тока

Для данной цепи можно записать:

$$i_{ax} = i_2 \cdot \frac{Z_2}{Z_2 + Z_{ax}}. \quad (1.8)$$

Следовательно, для того чтобы  $i_{ax} \approx i_2$ , необходимо, чтобы  $Z_2 \gg Z_{ax}$ .

б) выходные данные —  $\dot{U}_{вых}, \dot{I}_{вых}, \dot{P}_{вых}, \dot{Z}_{вых}, \dot{Z}_H$ .

Выходную цепь можно представить в виде (см. рис. 1.9):

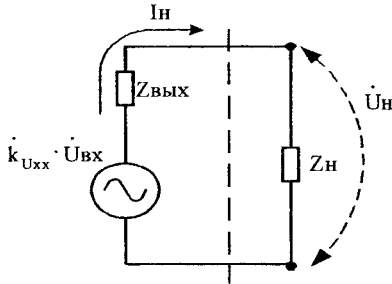


Рисунок 1.9 — Модель выходной цепи усилителя

Здесь  $k_{U_{\text{ХХ}}}$  — коэффициент усиления усилителя в режиме холостого хода,  $Z_{\text{ВЫХ}}$  — выходное сопротивление усилителя. Для согласования источников сигнала с нагрузкой должны выполняться следующие условия:

- для усилителей напряжения  $Z_{\text{Н}} \gg Z_{\text{ВЫХ}}$ , тогда  $\dot{U}_{\text{Н}} \approx \dot{E}_{\text{ВЫХ}} = k_{U_{\text{ХХ}}} \cdot \dot{U}_{\text{ВХ}}$ ;
- для усилителей тока  $Z_{\text{Н}} \ll Z_{\text{ВЫХ}}$ , тогда  $\dot{I}_{\text{Н}} \approx \dot{I}_{\text{ВЫХ}}$ ;
- для усилителей мощности  $Z_{\text{Н}} = Z_{\text{ВЫХ}}$ , тогда  $P_{\text{Н}} \rightarrow \text{max}$ .

## 2) Коэффициенты усиления усилителей.

Выделяют следующие коэффициенты усиления:

- по мощности  $k_P = \frac{\dot{P}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{P}_{\text{ВХ}}}$ ;
- по напряжению  $k_U = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}}$ ;
- по току  $k_i = \frac{\dot{I}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{I}_{\text{ВХ}}}$ .

В общем случае коэффициент усиления имеет вид:

$$\dot{K}_U = K_U \cdot e^{j(\varphi_{\text{ВЫХ}} - \varphi_{\text{ВХ}})} = K_U \cdot e^{j\varphi}, \quad (1.9)$$

где  $\varphi = \varphi_{\text{ВЫХ}} - \varphi_{\text{ВХ}}$  — фазовый сдвиг между входным и выходным напряжениями или токами.

Графически это изображается на комплексной плоскости следующим образом (см. рис. 1.10).



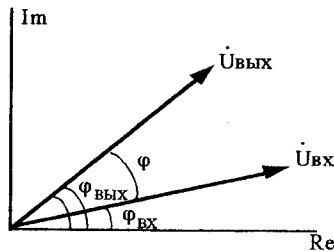


Рисунок 1.10 — Графическое представление сигналов усилителя

Для многокаскадного усилителя, содержащего  $n$  каскадов, общий коэффициент усиления определяется выражением:

$$\dot{K}_U = \dot{K}_{U1} \cdot \dot{K}_{U2} \cdots \dot{K}_{Un} = \prod_{i=1}^n \dot{K}_{Ui}. \quad (1.10)$$

Иногда более удобной является логарифмическая шкала представления  $\dot{K}_U$ , единицей которой является децибел, определяемой десятой частью десятичного логарифма отношения мощностей на выходе и входе  $K_{P(\text{дБ})} = 10 \lg K_P$ . Для коэффициентов усиления по напряжению и току формулы для перевода относительных величин в логарифмические имеют вид:

$$K_{U(\text{дБ})} = 20 \lg K_U; \quad K_{i(\text{дБ})} = 20 \lg K_i.$$

При этом коэффициент усиления многокаскадного усилителя в логарифмических единицах будет равен:

$$\dot{K}_{U(\text{дБ})} = \dot{K}_{U1(\text{дБ})} + \dot{K}_{U2(\text{дБ})} + \cdots + \dot{K}_{Un(\text{дБ})} = \sum_{i=1}^n \dot{K}_{Ui(\text{дБ})}. \quad (1.11)$$

3) Амплитудно-частотные (АЧХ) и фазо-частотные (ФЧХ) характеристики.

Зависимость модуля коэффициента усиления усилителя от частоты, представляет собой амплитудно-частотную характеристику (АЧХ).

Фазо-частотная характеристика (ФЧХ) отражает зависимость угла сдвига фазы между входным и выходным сигналами от частоты.

На рис. 1.11 приведено графическое изображение данных характеристик для усилителя переменного напряжения.

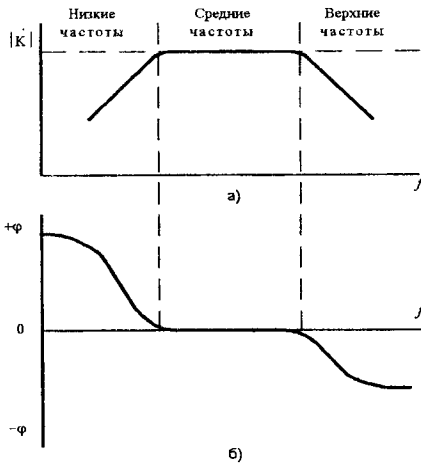


Рисунок 1.11 — АЧХ (а) и ФЧХ (б) RC-усилителя

#### 4) Амплитудная характеристика.

Амплитудная характеристика отображает зависимость установившегося значения выходного сигнала от входного синусоидального сигнала  $\dot{U}_{вых} = f(\dot{U}_{вх})$  на некоторой постоянной частоте (Рис. 1.12).

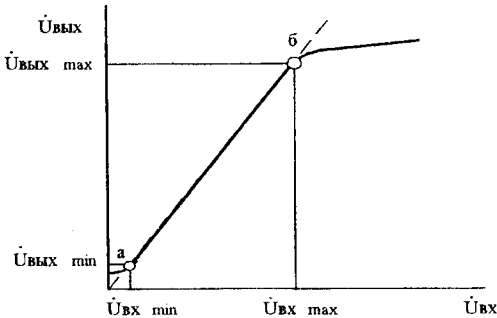


Рисунок 1.12 — Амплитудная характеристика усилителя

В рабочем диапазоне амплитуд входного сигнала, амплитудная характеристика должна быть линейна (участок аб), а угол ее наклона определяется величиной коэффициента усиления на данной частоте. Минимальный входной сигнал  $\dot{U}_{вх\ min}$  определяется уровнем собственных шумов усилителя, макси-

мальный входной сигнал  $\dot{U}_{вх\max}$  — переходом на нелинейный участок характеристики, обуславливающий нелинейные искажения, за счет уменьшения коэффициента усиления усилителя.

Диапазон напряжений входного сигнала, который усиливается без существенных искажений, характеризует динамическим диапазоном усилителя

$$D_C = \frac{\dot{U}_{Вх\max}}{\dot{U}_{Вх\max}} \quad \text{или} \quad D_C = \frac{\dot{U}_{Вых\max}}{\dot{U}_{Вых\max}}. \quad (1.12)$$

Динамический диапазон искажения входного сигнала не должен превышать динамический диапазон усилителя.

### Вопросы к разделу 1

1. Дайте определение усилителя электрических сигналов и объясните необходимость источника питания в его составе.
2. Назовите основные виды классификаций усилителей.
3. Объясните условия оптимального согласования выходного каскада усилителя с нагрузкой:
  - для усилителя напряжения;
  - для усилителя тока;
  - для усилителя мощности.
4. Назовите основные технические характеристики усилителей.
5. На основании амплитудной характеристики усилителя  $U_{вых} = \varphi(U_{вх})$  постройте ее в виде  $|K| = \psi(U_{вх})$ .

## Раздел 2 РС-УСИЛИТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ НА БИПОЛЯРНЫХ И ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

### 2.1 Простейший усилитель на биполярном транзисторе, включенном по схеме с общей базой

Для усилителей на биполярных транзисторах входной переход транзистора всегда включают в прямом направлении, а выходной в — обратном [4]. На рис.2.1 приведена схема усилителя на биполярном транзисторе, включенном с общей базой (ОБ).

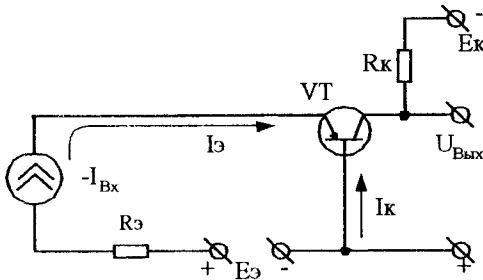


Рисунок 2.1 — Схема усилителя по схеме с общей базой

Резистор  $R_K$  является нагрузкой транзистора и определяет его усилительные свойства. Если  $R_K=0$ , то эффект усиления напряжения не происходит, т.к.  $\dot{U}_{KB}=\dot{E}_K=const$ . С увеличением  $R_K$  растет коэффициент усиления схемы по напряжению, однако существует ограничение на  $R_K$  сверху.

Для данной схемы ориентировочные значения коэффициентов усиления можно определить следующим образом:

$$k_U = \frac{\dot{U}_{KB}}{\dot{U}_{ЭБ}} = \frac{\dot{I}_K \cdot R_{KB} \parallel R_K}{\dot{I}_Э \cdot R_{ЭБ}}$$

Поскольку для ОБ  $\dot{I}_K \approx \dot{I}_Э$ ,  $R_{KB} \parallel R_K \approx R_K$ , а  $R_{ЭБ} \ll R_K$  (т.к. входной переход транзистора включен в проводящем направлении), то получим  $k_U \gg 1$

Коэффициент усиления по току  $k_I$  меньше 1 (ОБ):

$$k_I = \frac{\dot{I}_{вых}}{\dot{I}_{вх}} = \frac{I_K}{I_Э} < 1, \quad k_I \approx (0.5 \div 0.95).$$

Следовательно, схема с ОБ усиливает напряжение, мощность, но не усиливает ток.

#### Расчет схемы по постоянному току.

Режим работы схемы по постоянному току определяется элементами:  $R_K$ ,  $R_Э$ ,  $E_K$ ,  $E_Э$  и характеристиками транзистора VT. Запишем уравнения Кирхгофа для выходной цепи:

$$\begin{cases} E_K = I_K \cdot R_K + U_{KB}; & (2.1) \\ U_{KB} = \Psi(I_K, I_Э). & (2.2) \end{cases}$$

Уравнение (2.1) представляет собой уравнение прямой, которую называют нагрузочной прямой, а уравнение (2.2) представляет семейство выходных характеристик транзистора, включенного по схеме с общей базой. На основании определенных критериев может быть выбран тип транзистора, при этом по справочнику определим его выходные и входные характеристики [5].

Для построения нагрузочной линии (2.1) рекомендуют использовать 2 режима:

а) режим холостого хода:  $I_K=0$  тогда из (2.1) получим  $U_{KB}=E_K$  точка 1 (см. рис. 2.2)

б) режим короткого замыкания:  $U_{KB}=0$ , следовательно,  $I_{KЗ} = \frac{E_K}{R_K}$  точка 2 (см. рис. 2.2)

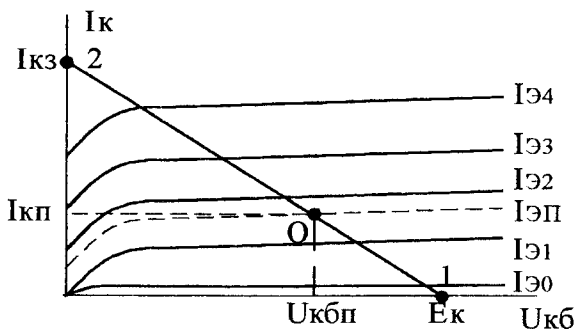


Рисунок 2.2 — Выходные характеристики транзистора с ОБ

Через полученные две точки проведем нагрузочную прямую, и выберем на ней точку покоя, например точку О (Рис. 2.2). Для возможности более полного использования характеристик транзистора точку "О" располагают в цен-

тральной области выходных характеристик. Эта точка характеризуется 3<sup>д</sup> координатами  $I_{КБ}$ ,  $U_{КБн}$ ,  $I_{Эн}$ .

Для обеспечения работы усилителя в точке покоя "О" нужно обеспечить входной ток  $I_{Эн}$ . Аналогично выходной цепи опишем входную цепь системой уравнений:

$$\begin{cases} E_{Э} = I_{Э} \cdot R_{Э} + U_{ЭБ}; & (2.3) \end{cases}$$

$$\begin{cases} U_{ЭБ} = (I_{Э}, U_{КБ}). & (2.4) \end{cases}$$

Уравнение 2.3 является нагрузочной прямой по входу, а уравнение 2.4 — входными характеристиками транзистора. Для построения нагрузочной линии используем режимы холостого хода и короткого замыкания:

а) режим ХХ:  $I_{Э}=0 \Rightarrow U_{ЭБ}=E_{Э}$ ;

б) режим КЗ:  $U_{ЭБ}=0 \Rightarrow I_{КЗ} = \frac{E_{Э}}{R_{Э}}$ .

Положение рабочей точки на нагрузочной прямой можно определить по току  $I_{Эн}$  и по напряжению  $U_{КБн}$ . Координаты рабочей точки определяют напряжение между базой и эмиттером по постоянному току  $U_{ЭБн}$  (см. рис. 2.3).

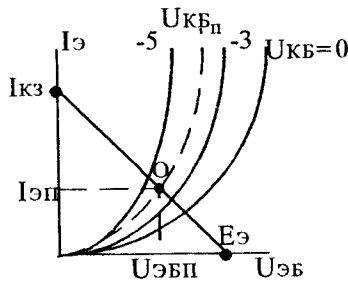


Рисунок 2.3 — Входные характеристики транзистора с ОБ

#### Расчет усилителя по переменному току.

Принципиальная схема усилителя имеет вид, приведенный на рис. 2.4.

Разделительные конденсаторы  $C_{P1}$  и  $C_{P2}$  нужны для того, чтобы:

- 1) источник входного сигнала и нагрузка не изменяли режим работы транзистора по постоянному току;
- 2) не пропускать на вход и в нагрузку постоянные составляющие, в которых нет информации о переменном входном сигнале.

При расчете схемы по переменному току составляется электрическая модель усилителя, включающая линейную электрическую модель транзистора, с учетом того, что для переменных составляющих источники питания ( $E_{К}$ ,  $E_{Э}$ ) обладают низким

внутренним сопротивлением, и, следовательно, точки "+" и "-" источников  $E_K$ ,  $E_Э$  можно считать однопотенциальными.

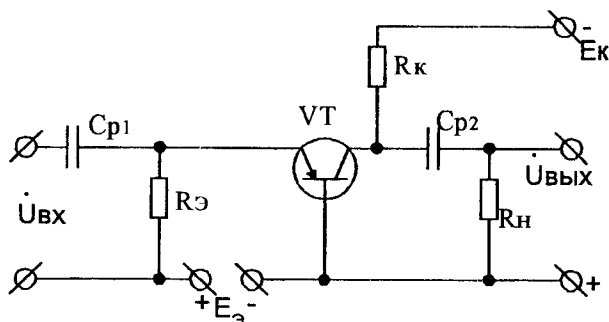


Рисунок 2.4 — Принципиальная схема усилителя с ОБ

Построим осциллограммы иллюстрирующие работу усилителя. Пусть входное воздействие представлено источником синусоидального тока:

$$i_{ex}(\omega t) = I_m \cdot \sin \omega t.$$

Осциллограммы, иллюстрирующие работу усилителя, будет иметь вид представленный на рис. 2.5. На рисунке показаны характерные точки для  $I_K$ ,  $U_{KB}$  при значениях аргумента  $\omega t = 0; \frac{\pi}{2}; \pi; \frac{3}{2}\pi; 2\pi$  входного тока  $i(\omega t)$ , а также для произвольного значения аргумента  $\omega t_1$  входного воздействия  $i(\omega t_1)$ .

Для колебаний входного тока относительно координаты точки покоя "О" на 25÷30% можно считать, что усилитель работает в линейной области характеристик, что обеспечивает синусоидальные значения выходного тока ( $I_K$ ) и напряжения ( $U_{KB}$ ) при синусоидальном входном воздействии. Из рисунка 2.5 следует, что фазовый сдвиг между входным и выходным напряжениями равен нулю ( $\varphi_u=0$ ), а фазовый сдвиг между токами  $I_K$  и  $I_Э$  равен  $180^\circ$  ( $\varphi_i=180^\circ$ ). Это объясняется тем, что  $U_{KB}$  и  $I_K$  отрицательны, т.к. они реально расположены в третьем квадранте.

## 2.2 Усилитель на биполярном транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером

Схема усилителя представлена на рисунке 2.6. Назначения элементов аналогичны представленной ранее схемы.



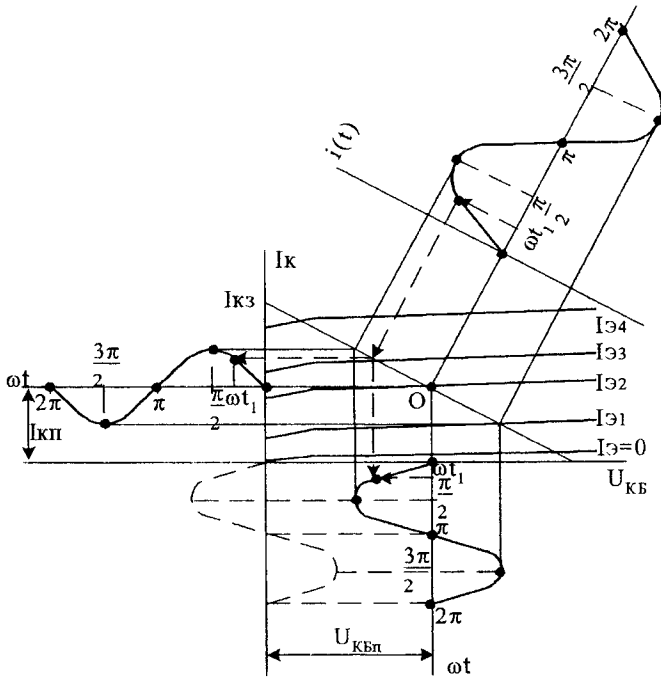


Рисунок 2.5 — Осциллограммы усилителя на транзисторе с ОБ

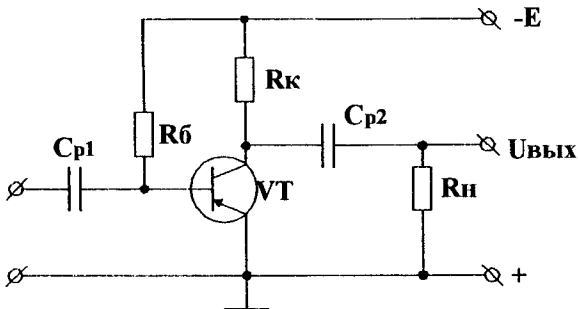


Рисунок 2.6 — Принципиальная схема усилителя с ОЭ

#### Расчет усилителя по постоянному току.

Режим работы усилителя по постоянному току определяется элементами  $E_K$ ,  $R_K$ ,  $R_B$  и параметрами транзистора  $VT$ .

Критерии выбора транзистора следующие:

- по значению граничной частоты усиления;
- по предельно-допустимым параметрам  $U_{КЭ доп}$ ,  $P_{Рас. доп}$ ,  $I_{К max}$ .

При проектировании усилителя задаются  $U_{Вых max}$ ,  $R_H$ . Исходя из этого:

$$E_K > 2U_{Вых max}; I_{Hm} = \frac{U_{Вых m}}{R_H}; I_{R_{Km}} = \frac{U_{Вых m}}{R_K};$$

с учетом того, что  $R_H \approx (3 \div 5)R_K$ , получим  $I_{R_{Km}} = (3 \div 5)I_{Km}$ , отсюда следует, что  $I_{К max} \approx 5 \cdot I_{H max}$ . Граничная частота усиления транзистора должна быть в 3÷5 раз выше верхней граничной частоты усиливаемого сигнала  $f_B$ . Выбор транзистора производят по значениям параметров  $I_{К max}$ ,  $U_{КЭ max}$ ,  $P_{Рас. доп}$ , и  $f_{гр}$ .

Режим работы усилителя по постоянному току описывается системами уравнений.

$$\begin{cases} E_K = I_K \cdot R_K + U_{КЭ}; & (2.5) \end{cases}$$

$$\begin{cases} U_{КЭ} = \Psi(I_K, I_B). & (2.6) \end{cases}$$

$$\begin{cases} E_K = I_B \cdot R_B + U_{БЭ}; & (2.7) \end{cases}$$

$$\begin{cases} U_{БЭ} = f(I_B, U_{КЭ}). & (2.8) \end{cases}$$

По выходным характеристикам транзистора, с учетом ограничений (см. рис. 2.7), выбирают положение нагрузочной линии по постоянному току.  $E_K$  рекомендуют брать порядка  $(0.8-0.9)U_{КЭ max}$ . Нагрузочную линию строят по двум точкам (Х.Х. и К.З.).

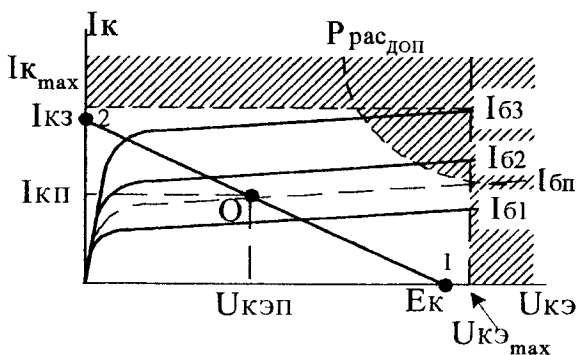


Рисунок 2.7 — Выходные ВАХ транзистора с ОЭ и предельно-допустимые параметры

Из уравнения (2.5):

$$\text{X.X. } I_K=0; U_{KЭ}=E_K, \text{ (точка 1);}$$

$$\text{K.3. } U_{KЭ}=0; I_{KЭ} = \frac{E_K}{R_K} \text{ (точка 2).}$$

При работе усилителя в режиме малых сигналов рабочую точку целесообразно располагать в середине рабочей области характеристик (точка "О"). Она определяется 3<sup>я</sup> координатами  $I_{Bн}$ ,  $U_{KЭн}$ ,  $I_{Bн}$ . Этой точке соответствует точка "О" на входных характеристиках транзистора (см. рис. 2.8), определяемая координатами  $I_{Bн}$ ,  $U_{KЭн}$ . Для расчета величины резистора  $R_B$  (по уравнениям (2.7) и (2.8)) установим величину напряжения  $U_{BЭн}$  по рис. 2.8. Поскольку величина этого напряжения порядка (0.4÷0.7) В, то проводить нагрузочную линию по уравнению (2.7) неудобно, т.к. напряжение  $E_K$  порядка (10÷20) В. Записав уравнения (2.7) для точки "О", рассчитаем требуемое значение резистора  $R_B$ :

$$E_K = U_{BЭП} + I_{BП} \cdot R_B; \rightarrow R_B = \frac{E_K - U_{BЭП}}{I_{BП}}.$$

Для маломощных транзисторов значения сопротивлений  $R_K$  и  $R_B$  составляют ориентировочно единицы и десятки кОм соответственно.

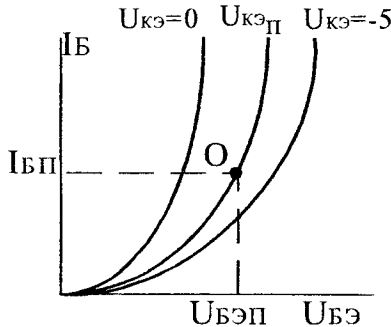


Рисунок 2.8 — Входные ВАХ транзистора с ОЭ

#### Расчет по переменному току.

Для расчета по переменному току необходимо:

- 1) начало координат на характеристиках транзистора перенести в рабочую точку "О" по постоянному току. В рабочей точке определить, для бесконечно малых приращений, параметры транзистора. Наиболее употребительны  $h$  – параметры. Принять во внимание, что в окрестности рабочей

точки транзистор работает в режиме малых сигналов, и в этом случае к расчету усилителя применим принцип наложения.

- 2) для переменных составляющих напряжений и токов составить линейную модель усилителя с учетом линейной модели транзистора.

С учетом того, что для переменных составляющих напряжений и токов внутреннее сопротивление источника мало (точки  $E_K$  и  $-E_K$  считают однопотенциальными) и транзистор работает в активной области в режиме малого сигнала, получим следующую линейную электрическую модель усилителя (Рис. 2.9).

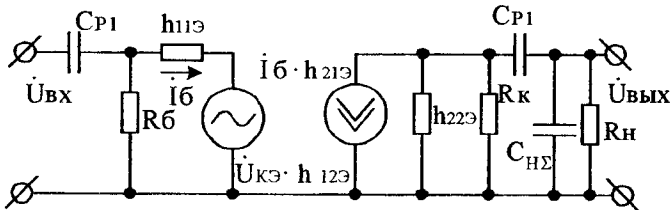


Рисунок 2.9 — Схема замещения усилителя с ОЭ

Описав эту модель уравнениями в соответствии с законами электротехники, определяют:

- 1) Входное сопротивление усилителя, что необходимо для учета согласования усилителя с источником входного сигнала.
- 2) По выходной цепи усилитель представляют эквивалентным генератором по отношению к сопротивлению нагрузки  $R_H$ . Для этого определяют выходное сопротивление усилителя  $R_{Вых}$  и коэффициент усиления по напряжению в режиме холостого хода —  $k_{ХХ}$ .
- 3) Определяют коэффициенты усиления усилителя по напряжению и току  $k_U$  и  $k_I$  и их зависимость от частоты для построения амплитудно-частотной характеристики (АЧХ), фазочастотной характеристики (ФЧХ) и амплитудно-фазочастотной характеристики (АФЧХ).
- 4) Определяют коэффициент нелинейных искажений при заданном значении входного сигнала и коэффициенты частотных искажений  $M_H$  и  $M_B$  на граничных частотах  $f_H$  и  $f_B$ .

При расчете усилителей звуковых частот этот диапазон частот условно разделяют на 3 поддиапазона:

- низкие частоты (10÷300 Гц)

- средние частоты (300+5000 Гц)
- верхние частоты (5000+30000 Гц)

Основные параметры усилителя определяют в диапазоне средних частот. При этом выполняются допущения, что сопротивление разделительных конденсаторов в данной области малы по сравнению с  $R_{Bx}$  и  $R_H$ , и ими можно пренебречь, а сопротивление конденсатора  $C_{H\Sigma}$  много больше  $R_H$ , и им также можно пренебречь.

$$C_{H\Sigma} = C_{KЭ} + C_H + C_M,$$

где  $C_{KЭ}$  — выходная емкость транзистора,

$C_H$  — емкость нагрузки,

$C_M$  — емкость монтажа.

Как правило,  $C_{H\Sigma}$  порядка десятков — сотен пФ.

### Определение входного сопротивления усилителя.

Опишем линейную модель усилителя системой уравнений в соответствии с 2 и 1 законами Кирхгофа:

$$\begin{cases} \dot{U}_{Bx} = \dot{I}_B \cdot h_{11Э} + \dot{U}_{KЭ} \cdot h_{12Э}, & (2.9) \end{cases}$$

$$\begin{cases} h_{21Э} \cdot \dot{I}_B = \dot{U}_{KЭ} \cdot \left( h_{22Э} + \frac{1}{R_K} + \frac{1}{R_H} \right). & (2.10) \end{cases}$$

Из уравнения (2.10) определим:

$$\dot{U}_{KЭ} = \frac{\dot{I}_B \cdot h_{21Э}}{h_{22Э} + \frac{1}{R_K} + \frac{1}{R_H}}$$

и подставим в уравнение (2.9)

$$\dot{U}_{Bx} = \dot{I}_B \cdot \left( h_{11Э} + \frac{h_{21Э} \cdot h_{12Э}}{h_{22Э} + \frac{1}{R_K} + \frac{1}{R_H}} \right).$$

Отсюда находим входное сопротивление транзистора:

$$R_{Bx.T} = \frac{\dot{U}_{Bx}}{\dot{I}_B} = h_{11Э} + \frac{h_{21Э} \cdot h_{12Э}}{h_{22Э} + \frac{1}{R_K} + \frac{1}{R_H}}.$$

При напряжении коллектора больше 5В по модулю, входные ВАХ сливаются в одну, что обуславливает  $h_{12Э} \rightarrow 0$ , откуда следует:

$$R_{Bx.T} \approx h_{11Э}.$$

При этом входное сопротивление усилителя определяется параллельно включенными сопротивлениями  $R_{Bx.T}$  и  $R_B$ :

$$R_{Bx.Yc} = \frac{R_{Bx.T} \cdot R_B}{R_{Bx.T} + R_B}.$$

Поскольку  $R_B \gg h_{11Э}$ , то входное сопротивление усилителя  $R_{Bx.Yc} \approx h_{11Э}$ .

### Определение коэффициента усиления усилителя по напряжению.

Для этого воспользуемся следующей методикой. Предположим, что входное и выходное напряжения синфазны (пусть (+) по отношению к общей шине расположен как показано на рис. 2.10). Источник тока или ЭДС выходной цепи направлен так, чтобы обеспечить на выходе (+), в данном случае вверх. Теперь уточним направление источника тока ( $I_B \cdot h_{21Э}$ ) в соответствии с физическими принципами работы транзистора. Входное напряжение получило положительное приращение на базу относительно эмиттера. Следовательно, транзистор закрывается, и ток коллектора будет уменьшаться, т.е. приращение тока коллектора будет отрицательным и направленным от коллектора к эмиттеру. Поскольку это противоречит формально проставленному направлению источника тока, то для соответствия необходимо изменить знак перед током ( $-I_B \cdot h_{21Э}$ ). Если противоречия нет — знак перед значением источника тока остается положительным. Формула для коэффициента усиления усилителя, в соответствии с этой методикой, дает знак "+" или "-", что указывает на фазовые соотношения усилителя.

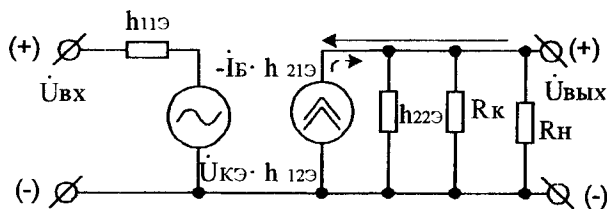


Рисунок 2.10 — Упрощенная схема замещения усилителя с ЭО

Из приведенной выше системы уравнений:

$$\begin{cases} \dot{U}_{Bx} = I_B \cdot h_{11Э} + \dot{U}_{КЭ} \cdot h_{12Э}, & (2.11) \end{cases}$$

$$\begin{cases} h_{21Э} \cdot (-I_B) = \dot{U}_{КЭ} \cdot \left( h_{22Э} + \frac{1}{R_K} + \frac{1}{R_H} \right). & (2.12) \end{cases}$$

Выразим ток базы ( $I_B$ ) из (2.12):

$$\dot{I}_B = - \frac{\dot{U}_{KЭ} \left( h_{22Э} + \frac{1}{R_K} + \frac{1}{R_H} \right)}{h_{21Э}}$$

и подставив полученное выражение в уравнение (2.11), получим:

$$\dot{U}_{Bx} = - \frac{\dot{U}_{KЭ} \left( h_{22Э} + \frac{1}{R_K} + \frac{1}{R_H} \right) \cdot h_{11Э}}{h_{21Э}} + \dot{U}_{KЭ} \cdot h_{12Э}.$$

Определим коэффициент усиления по напряжению ( $\dot{U}_{KЭ} = \dot{U}_{Bвых}$ ):

$$k_U = \frac{\dot{U}_{KЭ}}{\dot{U}_{Bx}} = - \frac{1}{\left( h_{22Э} + \frac{1}{R_K} + \frac{1}{R_H} \right) \cdot h_{11Э} + h_{12Э}}.$$

При  $h_{12Э} \rightarrow 0$  получим:

$$k_U \approx - \frac{h_{21Э}}{\left( h_{22Э} + \frac{1}{R_K} + \frac{1}{R_H} \right) \cdot h_{11Э}}.$$

Анализ последнего выражения показывает, что  $|k_U| \gg 1$ , а знак "-" указывает на то, что  $U_{Bвых}$  и  $U_{Bx}$  противофазны. Выражение, стоящее в скобках, порядка  $\frac{1}{R_K}$  и упрощенное значение коэффициента усиления усилителя:

$$k_U \approx \frac{h_{21Э} \cdot R_K}{h_{11Э}}.$$

Если  $R_K \approx h_{11Э}$  (практически это выполняется), тогда  $k_U \approx h_{21Э}$ .

### **Определение коэффициента усиления усилителя по току.**

Коэффициент усиления усилителя по току определяется как:

$$k_i = \frac{\dot{I}_{Bвых}}{\dot{I}_{Bx}} = \frac{\dot{I}_H}{\dot{I}_{Bx}},$$

где  $\dot{I}_H = \frac{\dot{U}_{Bвых}}{R_H}$ , а  $\dot{I}_{Bx} = \frac{\dot{U}_{Bx}}{R_{Bx.Ус}}$ . Следовательно, получим:

$$k_i = \frac{\dot{U}_{Bвых}}{R_H} \cdot \frac{R_{Bx.Ус}}{\dot{U}_{Bx}} = \frac{k_U \cdot R_{Bx.Ус}}{R_H}.$$



Из выражения следует, что коэффициент усиления по току  $k_i \gg 1$ . Для увеличения  $k_i$  следует уменьшать  $R_H$ , однако, начиная с определенного значения  $R_H$  начинает снижаться  $k_U$ , что может привести к противоположному эффекту.

### Определение выходного сопротивления усилителя.

Выходное сопротивление можно определить двумя способами.

1) Отключить сопротивление нагрузки. Замкнуть активный источник входного сигнала. Подвести к выходным зажимам усилителя переменное напряжение  $\dot{U}$ . Рассчитать переменный ток  $\dot{I}$ , потребляемый от источника  $\dot{U}$ . Определить выходное сопротивление усилителя  $R_{\text{Вых}} = \frac{\dot{U}}{\dot{I}}$ . Схема замещения усилителя, реализующая этот способ, приведена на рис. 2.11.

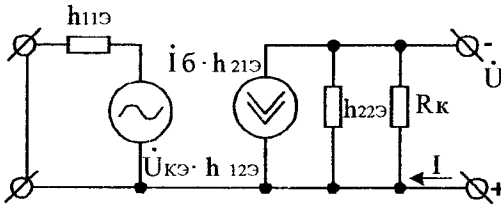


Рисунок 2.11 — Схема замещения усилителя, для расчета  $R_{\text{Вых}}$

Данную схему можно описать следующей системой уравнений:

$$\begin{cases} 0 = \dot{I}_B \cdot h_{11Э} + h_{12Э} \cdot \dot{U}, \end{cases} \quad (2.13)$$

$$\begin{cases} \dot{I}_B \cdot h_{21Э} = \dot{U} \cdot \left( h_{22Э} + \frac{1}{R_K} \right) - \dot{I}. \end{cases} \quad (2.14)$$

Решая данную систему, получим:

$$\dot{I}_B = -\frac{h_{12Э} \cdot \dot{U}}{h_{11Э}},$$

$$-\frac{h_{12Э} \cdot \dot{U}}{h_{11Э}} \cdot h_{21Э} = \dot{U} \cdot \left( h_{22Э} + \frac{1}{R_K} \right) - \dot{I},$$

$$\dot{I} = \dot{U} \left( h_{22Э} + \frac{1}{R_K} + \frac{h_{12Э} \cdot h_{21Э}}{h_{11Э}} \right),$$

отсюда выходное сопротивление усилителя

$$R = \frac{\dot{U}}{\dot{I}} = \frac{1}{h_{22\varepsilon} + \frac{1}{R_K} + \frac{h_{12\varepsilon} \cdot h_{21\varepsilon}}{h_{11\varepsilon}}}$$

При допущении, что  $h_{12}=0$ , которое практически всегда имеет место, получим:

$$R \approx \frac{1}{h_{22\varepsilon} + \frac{1}{R_K}}$$

Поскольку  $\frac{1}{h_{22\varepsilon}} \gg R_K$ , то  $R_{\text{Вых}} \approx R_K$ .

2) Определение выходного сопротивления по нагрузочной характеристике.

Выходную цепь усилителя можно представить следующей моделью, в которой выходная цепь транзистора представлена источником ЭДС (Рис. 2.12).

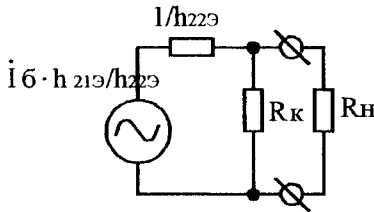


Рисунок 2.12 — Схема замещения выходной цепи усилителя

Нагрузочная характеристика усилителя, определяется зависимостью напряжения на нагрузке от тока нагрузки, будет иметь вид, приведенный на рис.2.13.

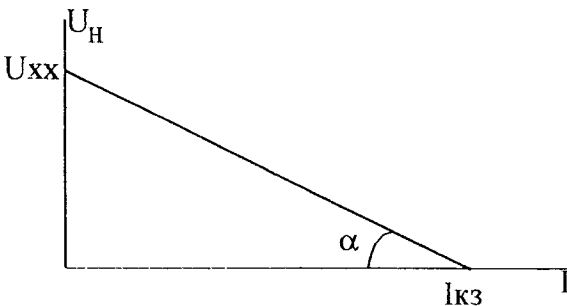


Рисунок 2.13 — Нагрузочная характеристика усилителя

Для выходной цепи усилителя в режимах холостого хода ( $R_H = \infty$ ) и короткого замыкания ( $R_H = 0$ ) определим значения  $U_{XX}$  и  $I_{K3}$ :

$$U_{XX} = U_{KЭХХ} = \frac{I_B \cdot h_{21} \cdot R_K}{h_{22Э} \cdot \left( \frac{1}{h_{22Э}} + R_K \right)}; \quad I_{K3} = \frac{I_B \cdot h_{21Э}}{h_{22Э} \cdot \frac{1}{h_{22Э}}} = I_B \cdot h_{21Э}.$$

Из нагрузочной характеристики следует, что выходное сопротивление усилителя:

$$R_{Вых} = \frac{U_{XX}}{I_{K3}} = \frac{R_K \cdot \frac{1}{h_{22Э}}}{R_K + \frac{1}{h_{22Э}}}.$$

При условии, что  $\frac{1}{h_{22Э}} \gg R_K$ , можно записать:  $R_{Вых} \approx R_K$ .

Следовательно, результаты определения выходного сопротивления, полученные первым и вторым способами, одинаковы.

Поскольку входное и выходное сопротивления схемы с ОЭ соизмеримы, то возможно последовательное включение каскадов усилителей с ОЭ при их удовлетворительном согласовании. Так, например, для двухкаскадного усилителя с коэффициентами усиления  $K_1$  и  $K_2$  и равенством  $R_{Вых1} = R_{Вх2}$ , получим общий коэффициент усиления усилителя  $K = \frac{K_1 \cdot K_2}{2}$ .

Аналогично разделу 2.2 можно рассмотреть усилитель на транзисторе, включенном по схеме с ОБ (см. принципиальную схему рис.2.4). Его линейная электрическая модель (схема замещения) будет аналогичной модели схемы с ОЭ (см. рис.2.9), в которой  $h$ -параметры будут иметь индексы общей базы ( $h_{11Б}$ ,  $h_{12Б}$ ,  $h_{21Б}$ ,  $h_{22Б}$ ) и вместо резистора  $R_B$  будет стоять резистор  $R_E$ .

Анализ его основных параметров  $R_{Вх}$ ,  $R_{Вых}$ ,  $K_U$ ,  $K_I$ , позволит получить следующее:

Входное сопротивление усилителя, как и для ОЭ,  $R_{Вх_{yc}} = h_{11Б} \parallel R_E \approx h_{11Б}$ . Однако значения  $h_{11Б}$  в десятки раз меньше, чем  $h_{11Э}$ , поэтому  $R_{Вх_{yc}}$  ОБ составляет порядка десятков-сотен Ом.

Выходное сопротивление схемы с ОБ определяется аналогично схеме с ОЭ

$$R_{Вых} = \frac{1}{h_{22Б}} \parallel R_K \approx R_K.$$

Коэффициент усиления схемы с ОБ по напряжению  $K_U \gg 1$ , как и в схеме с ОЭ, но имеет положительный знак, что обуславливает нулевой фазовый сдвиг между выходным и входным напряжениями. В отличие от схемы с ОЭ каскад с ОБ не усиливает ток ( $K_I < 1$ ), поскольку  $h_{21E} < 1$ .

### Выводы:

Схема усилителя напряжения (ОЭ) имеет примерно равные входное и выходное сопротивления, что позволяет согласовывать по напряжению входное сопротивление последующего каскада с выходным сопротивлением предыдущего при их последовательном включении в многокаскадных усилителях. Схема с ОБ не позволяет выполнять такое включение, так как  $R_{BX_{yc}} \ll R_{BЫX_{yc}}$ . Для последовательного включения каскадов с ОБ между ними необходимо включать согласующие каскады, которые строятся по схеме с ОК (см. разд. 2.3).

Коэффициенты усиления схем с ОЭ и ОБ по напряжению  $K_U \gg 1$  (десятки) и отличаются лишь фазовыми соотношениями  $\varphi_{OЭ} = 180^\circ$ ,  $\varphi_{OБ} = 0^\circ$ .

Коэффициенты усиления по току для схемы с ОЭ ( $K_I \gg 1$ ), а для схемы с ОБ ( $K_I < 1$ ). Поскольку коэффициент усиления по мощности  $K_P = K_U \cdot K_I$ , то схема с ОЭ имеет наибольший коэффициент.

Схема усилителя напряжения с ОЭ находит более широкое применение в электронике, однако схема с ОБ, несмотря на ряд указанных недостатков, используется в соответствии со своими преимуществами. К ним следует отнести наиболее высокую температурную стабильность и меньшие нелинейные искажения (см. разд. 5).

## **2.3 Усилитель на биполярном транзисторе, включенном по схеме с общим коллектором**

Принципиальная схема усилителя приведена на рис. 2.14.

### Расчет схемы по постоянному току.

Режим работы схемы по постоянному току определяется элементами:  $R_B$ ,  $E_K$  и параметрами транзистора. Аналогично, как и для схемы с общим эмиттером, выходную и входную цепи можно описать следующими системами уравнений:

$$\begin{cases} E_K = I_{Э} \cdot R_{Э} + U_{ЭК}, & (2.15) \\ U_{ЭК} = \Psi(I_K, I_B). & (2.16) \end{cases}$$

$$\begin{cases} E_K = I_B \cdot R_B + R_{\text{Э}} \cdot (I_K + I_B) + U_{BЭ}, & (2.17) \\ U_{BЭ} = f(I_B, U_{KЭ}). & (2.18) \end{cases}$$

Так как  $I_{\text{Э}} = I_K + I_B$ , а  $I_B \ll I_K$ , то уравнение (2.15) можно записать в виде:

$$E_K = I_K \cdot R_{\text{Э}} + U_{\text{ЭК}}.$$

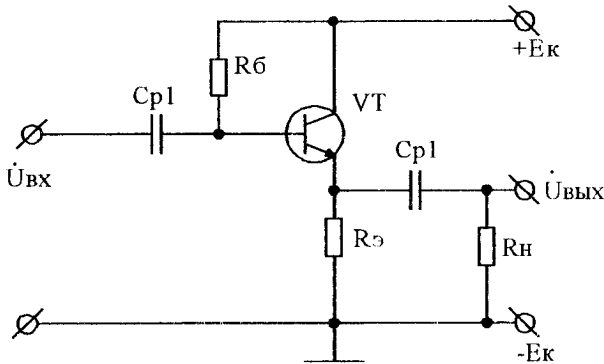


Рисунок 2.14 — Принципиальная схема усилителя на биполярном транзисторе, включенного по схеме с общим коллектором

Как и для схемы с ОЭ (см. рис. 2.15) построим нагрузочную линию (1) соответствующую 1<sup>й</sup> системе уравнений (2.15), (2.16):

По аналогии со схемой с ОЭ выбираем точку покоя "О", и определяем значения сопротивлений  $R_{\text{Э}}$  и  $R_{\text{Б}}$  (см. рис. 2.15).

$$R_{\text{Э}} \approx \frac{E_K}{I_{KЭ}}, \quad R_{\text{Б}} = \frac{E_K - R_{\text{Э}} \cdot (I_{Bн} + I_{Kн}) - U_{BЭн}}{I_{Bн}}.$$

#### Расчет по переменному току.

Представим схему замещения усилителя с ОК для расчета каскада по переменному току (см. рис. 2.16), при этом примем следующие допущения:

- зажимы "+" и "-" источника питания по переменному току считаем однопотенциальными, за счет низкого внутреннего сопротивления источника питания;
- при определении основных характеристик усилителя считаем, что усилитель работает в области средних звуковых частот, следовательно, сопротивлениями разделительных конденсаторов  $C_{P1}$  и  $C_{P2}$  можно пренебречь, как и влиянием емкости  $C_{HE}$ .

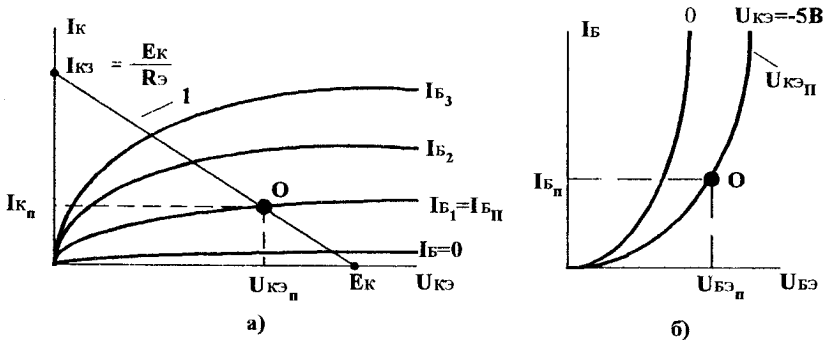


Рисунок 2.15 — Определение режима работы по постоянному току

- а) на выходных характеристиках транзистора,  
 б) на входных характеристиках транзистора

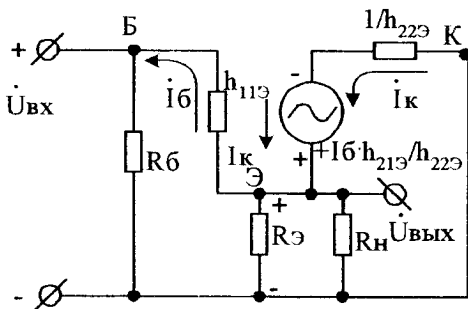


Рисунок 2.16 — Схема замещения усилителя с ОК

### Определение коэффициента усиления усилителя по напряжению.

Правила расстановки знаков  $\dot{U}_{Вх}$ ,  $\dot{U}_{Вых}$ , источника  $\dot{I}_{Б} \cdot h_{21Э} / h_{22Э}$  и  $\dot{I}_{К}$  выполнены в соответствии с методикой, приведенной в разделе 2.2.

Схему замещения (Рис. 2.16) можно описать уравнением:

$$\frac{h_{21Э} \cdot (\dot{U}_{Вх} - \dot{U}_{Вых})}{h_{22Э} \cdot h_{11Э}} = \dot{I}_{К} \cdot \left( \frac{1}{h_{22Э}} + R_{Экв} \right)$$

где  $R_{Экв} = R_{Э} \parallel R_{Н}$ .

$$\dot{I}_{К} \cdot R_{Экв} = \dot{U}_{Вых},$$

отсюда следует:

$$\dot{U}_{Вых} = \frac{h_{21Э} \cdot (\dot{U}_{Вх} - \dot{U}_{Вых}) \cdot R_{Экв}}{h_{22Э} \cdot h_{11Э} \cdot \left( R_{Экв} + \frac{1}{h_{22Э}} \right)},$$

Следовательно, получим:

$$\dot{U}_{Вых} \cdot \left[ h_{21Э} \cdot R_{Экв} + h_{22Э} \cdot h_{11Э} \cdot \left( R_{Экв} + \frac{1}{h_{22Э}} \right) \right] = \dot{U}_{Вх} \cdot h_{21Э} \cdot R_{Экв},$$

$$\dot{U}_{Вых} = \frac{\dot{U}_{Вх} \cdot h_{21Э} \cdot R_{Экв}}{\left[ h_{21Э} \cdot R_{Экв} + h_{22Э} \cdot h_{11Э} \cdot \left( R_{Экв} + \frac{1}{h_{22Э}} \right) \right]}.$$

Из последнего выражения получим коэффициент усиления:

$$k_U = \frac{\dot{U}_{Вых}}{\dot{U}_{Вх}} = \frac{h_{21Э} \cdot R_{Экв}}{\left[ h_{21Э} \cdot R_{Экв} + h_{22Э} \cdot h_{11Э} \cdot \left( R_{Экв} + \frac{1}{h_{22Э}} \right) \right]}.$$

Поскольку знаменатель  $k_U$  больше числителя, то  $k_U < 1$ . При правильно спроектированном каскаде  $k_U \approx 0.9 \div 0.99$ .

Так как  $k_U \approx 1$  то  $\dot{U}_{Вых} \approx \dot{U}_{Вх}$ , поэтому усилитель по схеме с ОК называют эмиттерным повторителем, поскольку выходной сигнал повторяет входной по фазе и амплитуде.

### **Определение входного сопротивления усилителя.**

Входной ток транзистора можно описать следующим выражением:

$$i_B = \frac{\dot{U}_{Вх} - \dot{U}_{Вых}}{h_{11Э}} = \frac{\dot{U}_{Вх} \cdot (1 - k_U)}{h_{11Э}}.$$

Следовательно, входное сопротивление транзистора можно определить как:

$$R_{Вх.Тр} = \frac{\dot{U}_{Вх}}{i_B} = \frac{h_{11Э}}{1 - k_U}.$$

Исходя из этого, входное сопротивление усилителя определяется выражением:

$$R_{Вх.Ус.} = R_{Вх.Тр} \parallel R_B.$$

Так как  $k_U \approx (0.9 \div 0.99)$ , то  $R_{Вх.Тр} \approx (10 \div 100) h_{11Э}$ , следовательно,  $R_{Вх.Ус.} \approx (10 \div 100 \text{ кОм})$ .

Следовательно, схема с ОК обладает самым высоким входным сопротивлением, и ее применение необходимо, если используется источник сигнала с высоким внутренним сопротивлением.

### **Определение коэффициента усиления усилителя по току.**

Коэффициент усиления по току можно определить как отношение выходного тока ко входному:

$$k_i = \frac{\dot{I}_H}{\dot{I}_{Bx}},$$

где  $\dot{I}_H = \frac{\dot{U}_{B_{\text{вых}}}}{R_H}$  — ток нагрузки,

$\dot{I}_{Bx} = \frac{\dot{U}_{Bx}}{R_{Bx.Ус.}}$  — входной ток эмиттерного повторителя.

Подставив значения  $\dot{I}_H$  и  $\dot{I}_{Bx}$  в формулу для  $k_i$ , получим:

$$k_i = \frac{\frac{\dot{U}_{B_{\text{вых}}}}{R_H}}{\frac{\dot{U}_{Bx}}{R_{Bx.Ус.}}} = k_U \cdot \frac{R_{Bx.Ус.}}{R_H} \approx \frac{R_{Bx.Ус.}}{R_H}.$$

Поскольку допустимые значения  $R_H$  порядка единиц кОм – сотен Ом, то  $k_i \gg 1$  и составляет порядка десятков – сотен.

### **Определение выходного сопротивления усилителя.**

Для определения выходного сопротивления повторителя, воспользуемся методикой, изложенной в разделе 2.2. Модель каскада приведена на рис. 2.17. С учетом того, что  $R_{Bx} \ll R_{Bx}$ , замыкание активного источника ЭДС произведем вместе с его внутренним сопротивлением.

Для согласования модели с реальной схемой, предположим, что напряжение  $\dot{U}$  получило приращение как показано на рис.2.17 ("+" — к эмиттеру, "-" — к общей шине). Под действием этого напряжения и источника ЭДС будут протекать токи  $\dot{I}_B$  и  $\dot{I}_K$  в направлениях, показанных на рис. 2.17. Установим фактическое направление тока  $\dot{I}_K$ . Ток  $\dot{I}_B = \frac{\dot{U}}{h_{11Э}}$  — течет с эмиттера в базу,

тем самым открывает транзистор (транзистор *p-n-p*), следовательно, ток коллектора получает положительное приращение. Таким образом, направление то-



ка коллектора в модели соответствует направлению реального тока, значит, знак перед величиной источника ЭДС  $\dot{E} = I_B \cdot h_{21Э} / h_{22Э}$  будет положительным.

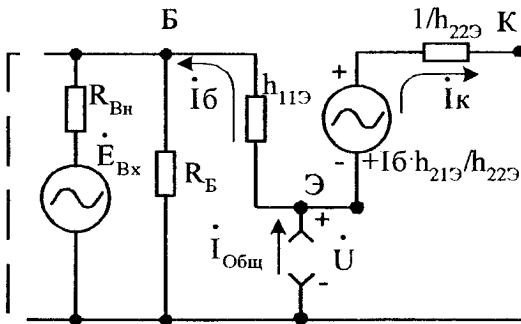


Рисунок 2.17 — Модель эмиттерного повторителя для определения  $R_{вых}$

Для тока коллектора можно записать следующее выражение:

$$I_K = \frac{U + \dot{E}}{h_{22Э}} = \frac{U + \frac{U \cdot h_{21Э}}{h_{11Э} \cdot h_{22Э}}}{h_{22Э}} = U \cdot \left( 1 + \frac{h_{21Э}}{h_{11Э} \cdot h_{22Э}} \right) \cdot h_{22Э}.$$

$I_{Общ} = I_K + I_B$ , но так как  $I_B \ll I_K$  получим, что  $I_{Общ} \approx I_K$ , следовательно, выходное сопротивление транзистора можно определить как:

$$R_{Вых.Тр} = \frac{U}{I_{Общ}} = \frac{U}{U \cdot \left( 1 + \frac{h_{21Э}}{h_{11Э} \cdot h_{22Э}} \right) \cdot h_{22Э}} = \frac{h_{11Э}}{h_{11Э} \cdot h_{22Э} + h_{21Э}}.$$

Так как  $h_{11Э} \cdot h_{22Э} \ll h_{21Э}$ , то получим  $R_{Вых.Тр} \approx \frac{h_{11Э}}{h_{21Э}}$ . Для типовых

значений этих параметров маломощных транзисторов получим  $R_{Вых.Тр}$  порядка десятков Ом.

Полное выходное сопротивление эмиттерного повторителя будет равно:

$$R_{Вых.Пов} = R_{Вых.Тр} \parallel R_Э \approx R_{Вых.Тр}, \text{ т.к. } R_Э \text{ обычно много больше } R_{Вых.Тр}.$$

#### Выводы:

Схема с общим коллектором обладает самым низким выходным и самым высоким входным сопротивлениями из 3<sup>х</sup> схем включения транзистора. Поэтому такая схема применяется как согласующий каскад между источниками

входных сигналов с высоким  $R_{Вн}$  и низкоомной нагрузкой. Данная схема обладает самым высоким коэффициентом усиления по току  $k_i$ , однако не усиливает напряжение ( $k_U \approx 1$ ), поэтому ее называют эмиттерным повторителем, т.к. выходной сигнал повторяет входной как по фазе так и по амплитуде.

Схема с общим коллектором применяется в качестве входных и выходных каскадов для обеспечения большого входного и малого выходного сопротивлений усилителя. Также применяется в качестве согласующего каскада между усилительными каскадами ОБ–ОБ или ОЭ–ОБ.

#### 2.4 Усилитель на полевом транзисторе, включенном по схеме с общим истоком

Принципиальная схема усилителя приведена на рис. 2.18 [6,7].

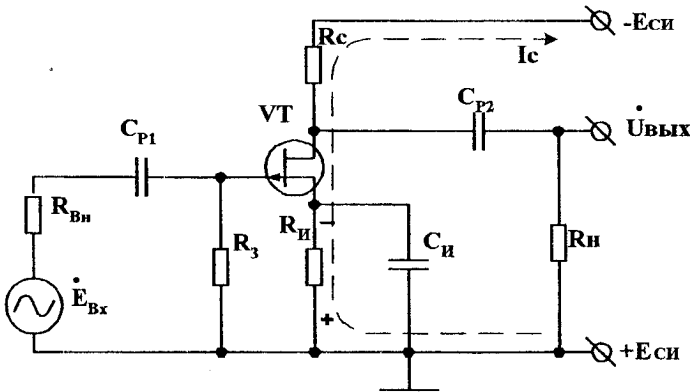


Рисунок 2.18 — Принципиальная схема усилителя

Принцип построения схемы аналогичен схеме усилителя на биполярном транзисторе, включенном с общим эмиттером. Резистор  $R_C$  аналогичен  $R_K$ , цепочка автоматического смещения выполняет функцию резистора  $R_E$  или делителя.

В данной схеме  $R_И, R_З$  и  $C_И$  образуют цепочку автоматического смещения. На  $R_И$  происходит падение напряжения, обусловленное током стока, которое передается на затвор через резистор  $R_З$ , и определяет положение рабочей точки, т.е. режим работы транзистора по постоянному току транзистора.  $C_И$  шунтирует  $R_И$  в режиме переменного тока, не нарушая тем самым положение точки покоя определенное в режиме по постоянному току.

Расчет по постоянному току.

Выбор полевого транзистора производится аналогично биполярному — по предельно допустимым значениям  $E_{СИmax}$ ,  $I_{Cmax}$ ,  $P_{max}$  и  $f_{гр}$ . Выходную цепь усилителя можно описать следующей системой уравнений:

$$\begin{cases} E_{СИ} = I_C \cdot (R_C + R_H) + U_{СИ}, & (2.19) \\ U_{СИ} = (I_C, U_{ЗИ}) & (2.20) \end{cases}$$

Первое уравнение представляет собой уравнение нагрузочной прямой, а второе — выходные характеристики транзистора. Графоаналитическое решение этой системы представлено на рис. 2.19.

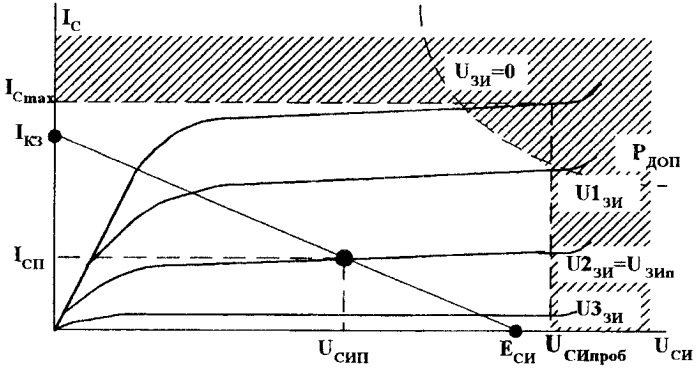


Рисунок 2.19 — Выходные характеристики полевого транзистора

Так же, как и для усилителя на биполярном транзисторе, в режимах XX и КЗ, определяют крайние точки нагрузочной прямой.

Режим XX:  $I_C = 0 \Rightarrow U_{СИ} = E_{СИ}$ .

Режим КЗ:  $U_{СИ} = 0 \Rightarrow I_C = I_{КЗ} = \frac{E_{СИ}}{R_C + R_H}$ , при известных  $R_C$  и  $R_H$ .

При проектировании каскада проводят нагрузочную линию соответствующим образом и, зная  $I_{КЗ}$ , определяют суммарное сопротивление  $R_C + R_H$ :

$$R_C + R_H = \frac{E_{СИ}}{I_{КЗ}}$$

За счет тока  $I_C$  создается падение напряжения на  $R_H$ . "+" этого напряжения подается на затвор через резистор  $R_3$  (см. рис. 2.18), "-" приложен к источнику, что и обуславливает напряжение смещения. Следовательно, потеря напряжения на  $R_H$  должна обеспечивать напряжение  $U_{ЗИп}$ :

$$I_{C\Pi} \cdot R_H = U_{3И\Pi} \Rightarrow R_H = \frac{U_{3И\Pi}}{I_{C\Pi}}$$

Емкость  $C_H$  выбирается из условия, чтобы при подаче входного переменного сигнала выполнялось неравенство:

$$\frac{1}{\omega_{\min} \cdot C_H} \ll R_H,$$

где  $\omega_{\min}$  — минимальная частота усиливаемого входного сигнала.

Так как напряжение смещения передается на затвор через резистор  $R_3$ , то, зная  $I_3$  (оговаривается в справочнике), можно определить максимальное значение  $R_3$ , при котором  $I_3 R_3 \ll U_{CM}$ . Для полевых транзисторов с  $p-n$  переходом  $R_{3max}$  порядка 1 МОм.

#### Расчет схемы по переменному току.

Полная линейная модель усилителя будет иметь вид, приведенный на рис. 2.20:

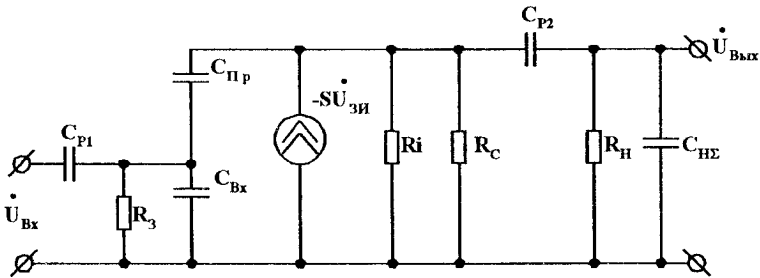


Рисунок 2.20 — Схема замещения усилителя

В диапазоне средних звуковых частот, аналогично RC усилителям на биполярных транзисторах, конденсаторами  $C_{P1}$  и  $C_{P2}$ , а также емкостями  $C_{Pp}$ ,  $C_{Bx}$  и  $C_{HЭ}$  можно пренебречь. Исходя из этого, модель усилителя для средних звуковых частот будет иметь вид, приведенный на рис. 2.21.

#### **Определим коэффициент усиления схемы по напряжению.**

Выходное напряжение можно записать в следующем виде:

$$\dot{U}_{Вых} = -S \cdot \dot{U}_{Bx} \cdot R_{Экв},$$

где  $R_{Экв} = R_i \parallel R_C \parallel R_H$ ,  $\dot{U}_{3И} = \dot{U}_{Bx}$ .

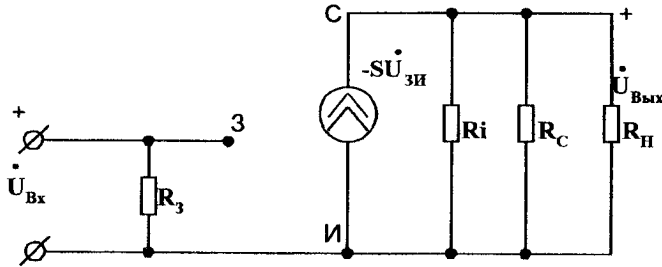


Рисунок 2.21 — Модель усилителя в диапазоне средних звуковых частот

Так как  $R_i$  для маломощных полевых транзисторов порядка сотен кОм,  $R_H$  — единицы МОм, а  $R_C$  — десятки кОм, то  $R_{Экв} \approx R_C$ .

Исходя из этого, можно записать:

$$k_U = \frac{\dot{U}_{Вых}}{\dot{U}_{Вх}} = -S \cdot R_{Экв} \approx -S \cdot R_C.$$

При характерных значениях крутизны характеристики  $S \approx 1-10$  мА/В, получим  $|k_U| \gg 1$ .

#### Определение коэффициента усиления по току.

Коэффициент усиления по току определяется аналогично биполярным транзисторным каскадам:

$$k_i = \frac{\dot{I}_H}{\dot{I}_{Вх}} = \frac{\frac{\dot{U}_{Вых}}{R_H}}{\frac{\dot{U}_{Вх}}{R_3}} = k_U \cdot \frac{R_3}{R_H}.$$

Анализируя это выражение, получим  $|k_i| \gg 1$ . В сравнении с  $k_i$  на биполярных транзисторах для схемы ОЭ, схема на полевых транзисторах ОИ имеет существенно больший коэффициент усиления.

#### Определение входного сопротивления.

Из модели следует, что:

$$R_{Вх} = R_3.$$

На высоких частотах необходимо учитывать влияние  $C_{Пр}$  и  $C_{Вх}$ , при этом входное сопротивление будет определяться в виде:

$$R_{Вх} = R_3 \parallel C_{Вх} \parallel C_{Пр} \cdot (1 + k_U).$$

При больших коэффициентах усиления ( $10 \div 100$ ), при характерных значениях  $C_{ПР} \approx 1 \text{ пФ}$ , получаем преобладание действия  $C_{ПР}$  над  $C_{ВХ}$ , значение которой порядка единиц пФ.

### Определение выходного сопротивления.

Выходное сопротивление усилителя определяется традиционно в виде:

$$R_{Вых} = \frac{R_i \cdot R_C}{R_i + R_C} \approx R_C.$$

Следовательно, по значениям установленных параметров —  $k_U$ ,  $k_i$ ,  $R_{ВХ}$ ,  $R_{Вых}$  прослеживается аналогичность их с параметрами усилителя на биполярном транзисторе по схеме с ОЭ.

## 2.5 Усилитель на полевом транзисторе, включенном по схеме с общим стоком

Принципиальная схема усилителя приведена на рис. 2.22 [6].

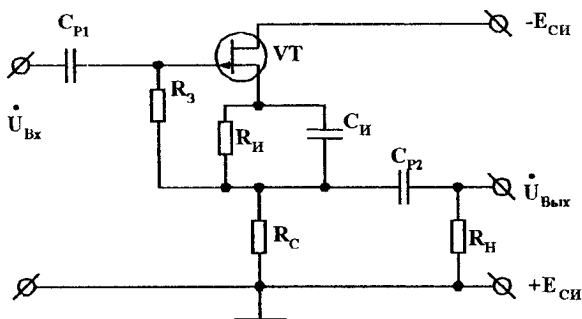


Рисунок 2.22 — Принципиальная схема усилителя на ПТ по схеме с общим стоком

Расчет данной схемы по постоянному току производится аналогично описанной ранее схеме усилителя с общим истоком.

Для расчета стокового повторителя по переменному току воспользуемся линейной моделью усилителя, приведенной на рис. 2.23. При расчете основных параметров каскада в диапазоне средних звуковых частот разделительными емкостями  $C_{P1}$  и  $C_{P2}$ , как и в ранее рассмотренной схеме, можно пренебречь. Методика расстановки направлений напряжений и токов в модели соответствует рассмотренной ранее при определении  $k_U$ .

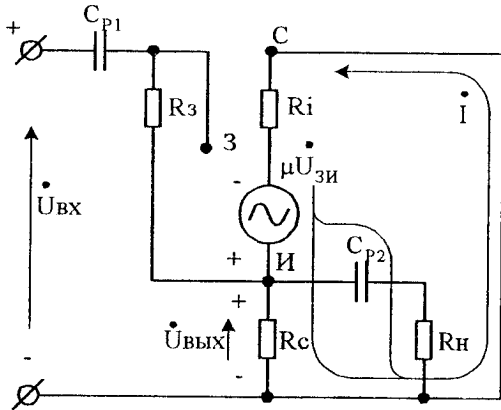


Рисунок 2.23 — Схема замещения стокового повторителя

**Определение коэффициента усиления по напряжению.**

Выходную цепь эквивалентной схемы можно описать, в соответствии со вторым законом Кирхгофа, следующим образом:

$$\mu \cdot \dot{U}_{ЗИ} = I \cdot (R_i + R_{Экв}) \Rightarrow I = \frac{\mu \cdot \dot{U}_{ЗИ}}{R_i + R_{Экв}},$$

где  $\dot{U}_{ЗИ} = \dot{U}_{Вх} - \dot{U}_{Вых}$ .

$$R_{Экв} = R_C \parallel R_H.$$

Следовательно, выходное напряжение можно представить в виде:

$$\dot{U}_{Вых} = I \cdot R_{Экв} = \frac{\mu \cdot \dot{U}_{ЗИ} \cdot R_{Экв}}{R_i + R_{Экв}}.$$

Подставляя  $\dot{U}_{ЗИ} = \dot{U}_{Вх} - \dot{U}_{Вых}$ , получим:

$$\dot{U}_{Вых} = \frac{\mu \cdot (\dot{U}_{Вх} - \dot{U}_{Вых}) \cdot R_{Экв}}{R_i + R_{Экв}};$$

$$\dot{U}_{Вых} \cdot R_i + \dot{U}_{Вых} \cdot R_{Экв} = \mu \cdot \dot{U}_{Вх} \cdot R_{Экв} + \mu \cdot \dot{U}_{Вых} \cdot R_{Экв};$$

$$\dot{U}_{Вых} \cdot (R_i + R_{Экв} + \mu \cdot R_{Экв}) = \mu \cdot \dot{U}_{Вх} \cdot R_{Экв};$$

$$\dot{U}_{Вых} = \frac{\mu \cdot \dot{U}_{Вх} \cdot R_{Экв}}{R_i + R_{Экв} \cdot (1 + \mu)};$$

Исходя из этого, коэффициент усиления повторителя по напряжению можно представить в виде:

$$k_U = \frac{\dot{U}_{Вых}}{\dot{U}_{Вх}} = \frac{\mu \cdot R_{Экв}}{R_i + R_{Экв} \cdot (1 + \mu)}$$

Анализируя последнее выражение для  $k_U$ , можно утверждать, что  $k_U < 1$ , положителен, и по аналогии с эмиттерным повторителем имеет значения порядка  $k_U = 0.9 \div 0.99$ .

### Определение входного сопротивления.

Входную цепь каскада можно описать в соответствии со вторым законом Кирхгофа:

$$\dot{U}_{Вх} - \dot{U}_{Вых} = \dot{U}_{Вх} - k_U \cdot \dot{U}_{Вх} = \dot{I}_{Вх} \cdot R_3,$$

тогда:

$$\dot{U}_{Вх} \cdot (1 - k_U) = \dot{I}_{Вх} \cdot R_3.$$

Из последнего выражения можно найти входное сопротивление повторителя:

$$R_{Вх} = \frac{\dot{U}_{Вх}}{\dot{I}_{Вх}} = \frac{R_3}{(1 - k_U)}.$$

Для типовых значений  $k_U = 0.9 \div 0.99$ , получаем  $R_{Вх} \approx (10 \div 100)R_3$ . Следовательно, такая схема обладает очень большим входным сопротивлением, значение которого может достигать десятков-сотен МОм, которое на 2–3 порядка выше входного сопротивления эмиттерного повторителя.

### Определение выходного сопротивления.

Для определения выходного сопротивления воспользуемся приведенной ранее методикой, а иллюстрирующая ее электрическая модель приведена на рис. 2.24.

Данная модель получена из приведенной ранее на рис. 2.23, если, в соответствии с методикой, замкнуть источник входного сигнала вместе с его  $R_{Вв}$ , а к выходным зажимам повторителя подключить источник ЭДС с напряжением  $\dot{U}$ . В данной схеме ток  $\dot{I} = \dot{I}_1 + \dot{I}_2$ , но т.к.  $\dot{I}_1 \ll \dot{I}_2 (R_3 \text{ — очень велико})$ , то можно допустить, что  $\dot{I} \approx \dot{I}_2$  и  $\dot{U} \approx \dot{U}_{3И}$ . Исходя из этого будет справедливо следующее соотношение:

$$\dot{U} + \mu \cdot \dot{U} = \dot{I} \cdot R_i.$$

Выходное сопротивление полевого транзистора в схеме повторителя можно определить в виде:

$$R_{Вых.Тр} = \frac{\dot{U}}{\dot{I}} = \frac{R_i}{1 + \mu}.$$



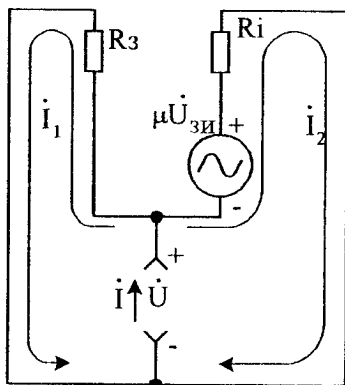


Рисунок 2.24 — Схема замещения усилителя для определения выходного сопротивления

Полное выходное сопротивление усилителя определяется как параллельное включение  $R_{\text{вых.тр}}$  и  $R_C$ , тогда:

$$R_{\text{вых.ус}} = R_{\text{вых.тр}} \parallel R_C.$$

Для типовых параметров маломощных полевых транзисторов  $R_{\text{вых}}$  порядка десятков–сотен Ом.

#### Определение коэффициента усиления по току:

По аналогии с рассмотренными ранее каскадами:

$$k_i = \frac{\dot{I}_H}{\dot{I}_{Bx}} = \frac{\dot{U}_{\text{Вых}}}{R_H} \cdot \frac{R_{Bx}}{\dot{U}_{\text{Вых}}} = \frac{K_U \cdot R_{Bx}}{R_H}.$$

Поскольку для типовых режимов:  $k_U \approx 1$ ;  $R_{\text{Вых}} \approx R_3$ ;  $R_H \approx (2 \div 5) \cdot R_{\text{Вых}}$ , т.е. сотни Ом–единицы кОм, то  $k_i$  получаем порядка  $10^3$ . Следовательно,  $k_i \gg 1$ .

Вывод:

Схема с общим стоком обладает самым большим входным и самым низким выходным сопротивлениями при коэффициенте усиления по напряжению меньше 1 ( $0.9 \div 0.99$ ), а по току много больше 1 ( $\approx 10^3$ ). Следовательно, она аналогична схеме эмиттерного повторителя и также используется в качестве согласующего каскада между источником сигнала с высоким внутренним сопротивлением и низкоомной нагрузкой.

## Вопросы к разделу 2

1. Проанализируйте входные сопротивления усилителей для трех основных схем включения транзистора, сравните между собой и установите порядок их величин.
2. Назовите элементы схем усилителей, определяющие режимы работы каскадов по постоянному току.
3. Объясните назначение разделительных конденсаторов в усилителях.
4. Назовите методики определения выходного сопротивления усилителей, какой из каскадов имеет наименьшее (наибольшее) выходное сопротивление?
5. Какой из рассмотренных каскадов имеет максимальный коэффициент усиления по мощности и почему?
6. Укажите элементы схемы усилителя с общим истоком, определяющие режим работы каскада по постоянному току.
7. Какие элементы образуют цепочку автоматического смещения, как их рассчитать?
8. Запишите формулы определения параметров  $M$ ,  $S$  и  $R_i$  моделей полевого транзистора и определите их графическим дифференцированием в рабочей точке на выходных характеристиках транзистора.
9. Постройте нагрузочную линию схемы с общим истоком по постоянному току. Какими элементами определяется ее угол наклона?
10. Определите входные сопротивления схем с общим истоком и общим стоком, установите их порядок и обозначьте возможности их использования.

### Раздел 3 ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ RC-УСИЛИТЕЛЕЙ ЗВУКОВЫХ ЧАСТОТ

#### 3.1 Звуковые частоты, характерные области частот

Область звуковых частот располагается в диапазоне от единиц – десятков герц до десятков килогерц (приблизительно  $10 \text{ Гц} \div 30 \text{ кГц}$ ). Условно звуковые (слышимые человеком частоты) можно разделить на 3 области:

- область нижних звуковых частот (НЧ) ( $10 \div 300 \text{ Гц}$ );
- область средних звуковых частот (СЧ) ( $300 \text{ Гц} \div 5 \text{ кГц}$ );
- область верхних звуковых частот (ВЧ) ( $5 \div 30 \text{ кГц}$ ).

Границы этих областей четко не определяются, поэтому данное разделение является условным.

Для достаточной разбираемости человеческого голоса при телефонных разговорах достаточно ограничить спектр сигнала областью средних звуковых частот, при качественном воспроизведении музыкальных произведений необходимо усиливать все 3 области частот с минимальными частотными искажениями.

Графически это распределение можно представить следующим образом (см. рис. 3.1):

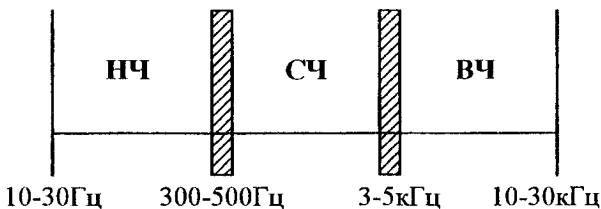


Рисунок 3.1 — Разбиение звуковых частот на области

Любой усилительный каскад (независимо от его структуры), как и усилитель в целом, можно представить стандартным четырехполосником, характеризующимся определенными входным и выходным сопротивлениями и коэффициентом усиления в режиме холостого хода (см. рис.3.2). Дополнив данный четырехполосник реактивными элементами (разделительными конденсаторами и суммарной емкостью нагрузки), можно теоретически определить частотные характеристики усилителя как в каждом поддиапазоне звуковых частот, так и в области звуковых частот в целом. С учетом реактивных элементов, модель усилительного каскада представляется на рис.3.3.

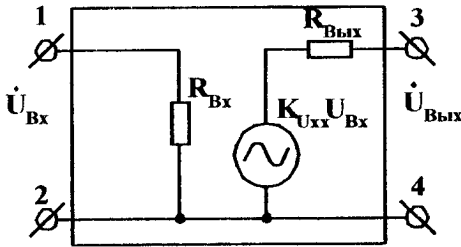


Рисунок 3.2 — Представление усилительного каскада стандартным четырехполосником

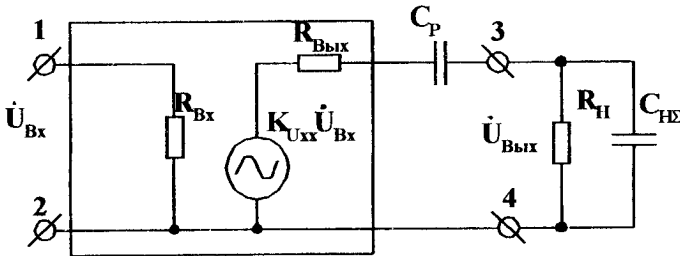


Рисунок 3.3 — Модель усилителя напряжения в области звуковых частот

В данной схеме:  $C_{H\Sigma}$  — суммарная емкость нагрузки, включающая в себя емкость монтажа, емкость нагрузки и выходную емкость транзистора.  $C_{H\Sigma}$  обычно не велика и достигает значений порядка нескольких десятков пФ.  $C_p$  — представляет разделительную емкость на выходе усилителя. Разделительную емкость на входе усилителя вместе с входным сопротивлением обычно относят к предыдущему каскаду. Частотные характеристики многокаскадного усилителя определяются совокупностью частотных характеристик его отдельных каскадов [1,3,8].

Комплексная частотная характеристика усилительного каскада, в рассматриваемом случае, определяется в виде:

$$K(j\omega) = \frac{\dot{U}_{34}(j\omega)}{\dot{U}_{12}(j\omega)} = \frac{U_{34} \cdot e^{j\varphi_{34}(\omega)}}{U_{12} \cdot e^{j\varphi_{12}(\omega)}} = K(\omega) \cdot e^{j\varphi(\omega)},$$

где  $\varphi(\omega) = \varphi_{34}(\omega) - \varphi_{12}(\omega)$  — фазовый сдвиг усилителя.

Исходя из представленного выражения, различают 3 типа частотных характеристик:

**Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ)** — зависимость модуля коэффициента усиления усилителя от частоты  $|\dot{K}(j\omega)| = f(\omega)$ .

Характерный вид АЧХ усилителя напряжения представлен на рис. 3.4

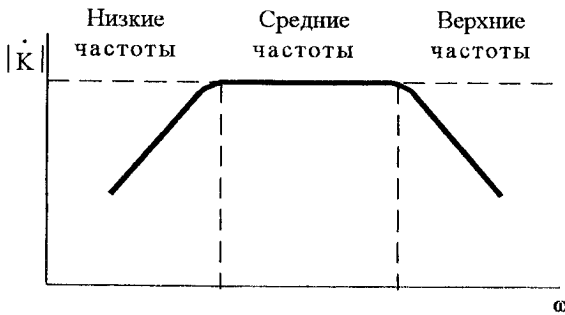


Рисунок 3.4 — АЧХ усилителя напряжения

**Фазо-частотная характеристика (ФЧХ)** — отражает зависимость угла сдвига фазы между выходным и входным сигналами, от частоты  $\varphi = \varphi_{34} - \varphi_{12} = \psi(\omega)$ .

Вид ФЧХ типичных усилительных каскадов (схем с ОЭ, ОБ и ОК) приведен на рис. 3.5. Аналогичными АЧХ и ФЧХ обладают усилительные каскады на полевых транзисторах, для схем включения с ОИ, ОЗ и ОС.

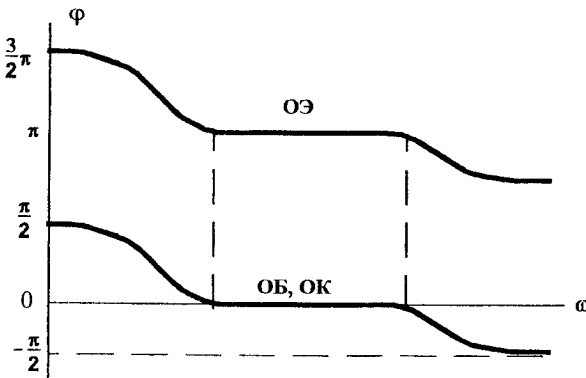


Рисунок 3.5 — ФЧХ усилителя

**Амплитудно-фазо-частотная характеристика (АФЧХ)** — является комплексной характеристикой, объединяющей зависимости амплитуды и фазового сдвига между выходным и входным сигналами от частоты. Она представляет собой траекторию, описываемую концом вектора выходного напряжения усилителя, при изменении частоты единичного входного сигнала от 0 до бесконечности и строится на комплексной плоскости. Каждой точке траектории (АФЧХ) соответствует определенная частота  $\omega$ . В зависимости от схемы включения транзистора, АФЧХ располагается во 2<sup>м</sup> и 3<sup>м</sup> квадрантах (ОЭ) или 1<sup>м</sup> и 4<sup>м</sup> квадрантах (схемы с ОБ и ОК). Типичная АФЧХ транзисторного каскада с ОЭ представлена на рис. 3.6.

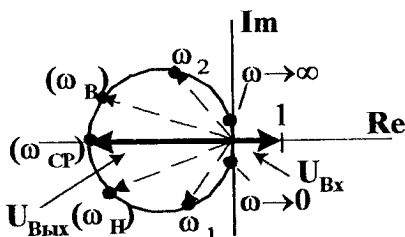


Рисунок 3.6 — АФЧХ усилительного каскада с ОЭ

Для оценки качества частотных характеристик используют коэффициенты частотных искажений  $\dot{M}_H$  и  $\dot{M}_B$ . Они определяются соотношениями:

$$\dot{M}_H = \frac{K_{CP}}{K_H}; \quad \dot{M}_B = \frac{K_{CP}}{K_B}.$$

Коэффициенты частотных искажений обычно задаются на граничных частотах усилителей  $f_H$  и  $f_B$  и показывают во сколько раз коэффициент усиления на средней частоте ( $K_{CP}$ ) больше коэффициента усиления на граничных частотах. При идеальной частотной характеристике (нет спадов в областях НЧ и ВЧ)  $|\dot{M}_B| = |\dot{M}_H| = 1$ , что обеспечивается при  $C_P = \infty$  и  $C_{H\Sigma} = 0$  (реально невыполнимо). При постановке технического задания на разработку усилителя обычно задают модули коэффициентов частотных искажений  $|\dot{M}_B|$  и  $|\dot{M}_H|$ .

Для расчета частотных характеристик усилителей их обычно рассматривают отдельно в областях НЧ, СЧ и ВЧ, где определяют по заданным значениям

$|\dot{M}_B|$ ,  $|\dot{M}_H|$ ,  $f_H$ ,  $f_B$  значение  $C_P$  и  $R_{Вых.вс}$  ( $C_{H\Sigma}$ ). Затем, воспользовавшись общей характеристикой  $K(j\omega)$ , уточняют частотные характеристики усилителей.

### 3.2 Характеристики усилителей напряжения в области средних звуковых частот

В диапазоне средних звуковых частот влиянием реактивных элементов можно пренебречь, т. к. в нем выполняются два неравенства:

$$\frac{1}{\omega C_{P1}} \ll R_H ; \quad (3.1)$$

$$\frac{1}{\omega C_{H\Sigma}} \gg R_H . \quad (3.2)$$

В этом случае выходная цепь четырехполюсника будет иметь вид, приведенный на рис. 3.7.

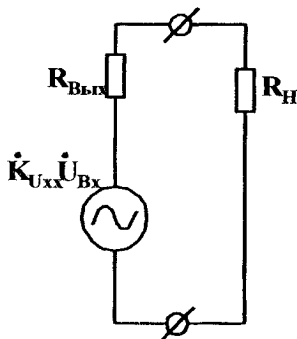


Рисунок 3.7 — Выходная цепь четырехполюсника в области СЧ

Коэффициент передачи в этом диапазоне будет определяться следующим выражением:

$$K(j\omega) = K_{CP} = \frac{k_{xx} R_{Вых}}{\frac{1}{\frac{1}{R_{Вых}} + \frac{1}{R_H}}} = const.$$

Исходя из этого, частотные характеристики усилителя будут иметь следующий вид (см. рис. 3.8).

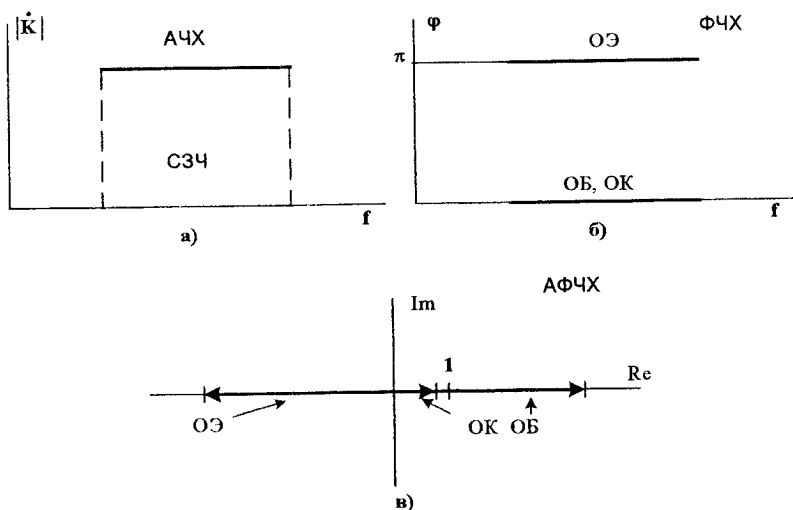


Рисунок 3.8 — Частотные характеристики усилителя напряжения в области СЧ  
(а — АЧХ, б — ФЧХ, в — АФЧХ)

### 3.3 Низкие звуковые частоты

В области низких звуковых частот пренебрегают влиянием суммарной емкости нагрузки  $C_{H\Sigma}$ , но учитывают влияние  $C_p$ , т.к. неравенство (3.2) на низкой частоте выполняется с запасом, а (3.1) не выполняется, что требует учета сопротивления разделительного конденсатора  $C_p$ . В этом случае модель выходной цепи четырехполосника будет иметь вид, приведенный на рис. 3.9.

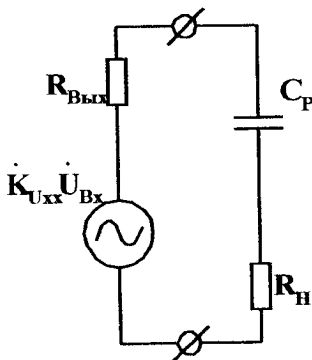


Рисунок 3.9 — Модель выходной цепи усилителя напряжения в области НЧ



Коэффициент передачи, или коэффициент усиления усилителя в области низких частот  $\dot{K}_H$ , в этом случае будет определяться выражением:

$$\dot{K}(j\omega) = \dot{K}_H = \frac{\frac{k_{xx}}{R_{\text{Вых}}}}{\frac{1}{R_{\text{Вых}}} + \frac{1}{R_H + \frac{1}{j\omega C_P}}} \cdot \frac{R_H}{R_H + \frac{1}{j\omega C_P}}$$

Выполнив некоторые преобразования, получим:

$$\dot{K}(j\omega) = \dot{K}_H = \frac{\frac{k_{xx}}{R_{\text{Вых}}}}{\left(\frac{1}{R_{\text{Вых}}} + \frac{1}{R_H}\right) \cdot \left[1 - j \frac{1}{\omega C_P \cdot (R_{\text{Вых}} + R_H)}\right]} = \frac{K_{CP}}{\left[1 - j \frac{1}{\omega C_P \cdot (R_{\text{Вых}} + R_H)}\right]}$$

Для построения АЧХ определим модуль коэффициента передачи в области низких частот:

$$|\dot{K}_H| = \frac{K_{CP}}{\sqrt{1+b^2}},$$

$$\text{где } b = \frac{1}{\omega C_P \cdot (R_{\text{Вых}} + R_H)}.$$

Согласно полученного выражения, с уменьшением частоты растет  $b$  и уменьшается модуль  $|\dot{K}_H|$ . АЧХ будет иметь вид, приведенный на рис. 3.11 а.

Коэффициент частотных искажений в области низких частот (см. рис. 3.11 г) определяется выражением:

$$\dot{M}_H = \frac{\dot{K}_{CP}}{\dot{K}_H} = 1 - j \frac{1}{\omega C_P \cdot (R_{\text{Вых}} + R_H)},$$

а его модуль имеет вид:

$$|\dot{M}_H| = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega C_P (R_{\text{Вых}} + R_H)}\right)^2}.$$

Следовательно,  $|\dot{M}_H|$  — характеризует степень уменьшения  $|\dot{K}_H|$  по отношению к  $K_{CP}$  и определяется для самой низкой частоты усиливаемого сигнала. Для многокаскадного усилителя коэффициент частотных искажений и его модель определяются выражениями:

$$\dot{M}_{H \text{ .общ.}} = \dot{M}_{H1} \cdot \dot{M}_{H2} \cdot \dots \cdot \dot{M}_{Hn}.$$



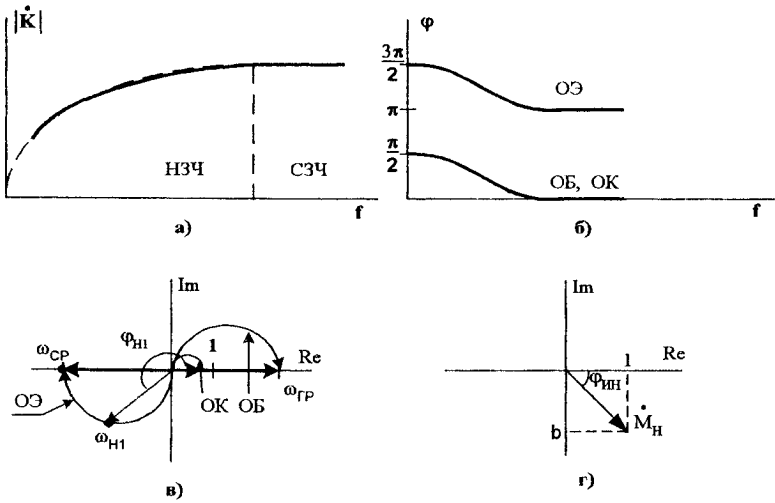


Рисунок 3.11 — Частотные характеристики усилителя в области НЧ  
(а — АЧХ, б — ФЧХ, в — АФЧХ)

### 3.4 Работа усилителя в области верхних звуковых частот

В области верхних звуковых частот пренебрегают влиянием  $C_p$ , и учитывают влияние суммарной емкости нагрузки  $C_{НЭ}$ , так как в данной области частот сопротивление  $C_{НЭ}$  становится соизмеримо с  $R_H$  и включено параллельно, следовательно им пренебрегать нельзя, а сопротивление  $C_p$  становится пренебрежительно малым и включено последовательно с нагрузкой, следовательно им можно пренебречь. В этом случае выходная цепь усилительного каскада, как четырехполюсника, будет иметь вид, приведенный на рис. 3.12.

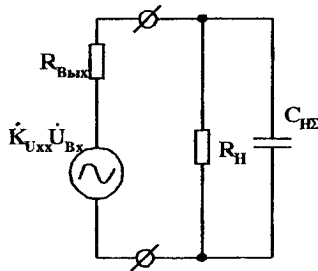


Рисунок 3.12 — Модель выходной цепи усилительного каскада в области ВЧ

Коэффициент передачи или коэффициент усиления в области верхних частот  $\dot{K}_B$ , в этом случае будет определяться следующим выражением:

$$\dot{K}(j\omega) = \dot{K}_B = \frac{\frac{k_{xx}}{R_{B_{\text{вых}}}}}{\frac{1}{R_{B_{\text{вых}}}} + \frac{1}{R_H} + j\omega C_{H\Sigma}}$$

После преобразований получим:

$$\dot{K}_B = \frac{K_{CP}}{1 + j \frac{\omega C_{H\Sigma} \cdot R_{B_{\text{вых}}} \cdot R_H}{R_{B_{\text{вых}}} + R_H}}$$

Для построения АЧХ определим модуль коэффициента передачи:

$$|\dot{K}_B| = \frac{K_{CP}}{\sqrt{1+b^2}},$$

$$\text{где } b = \frac{\omega C_{H\Sigma} \cdot R_{B_{\text{вых}}} \cdot R_H}{R_{B_{\text{вых}}} + R_H}$$

Согласно полученного выражения, с увеличением частоты растет  $b$  и уменьшается модуль  $\dot{K}_B$ . В этом случае АЧХ имеет вид, показанный на рис. 3.14(а).

Коэффициент частотных искажений определяется аналогично:

$$\dot{M}_B = \frac{\dot{K}_{CP}}{\dot{K}_B} = 1 + j \frac{\omega C_{H\Sigma} \cdot R_{B_{\text{вых}}} \cdot R_H}{R_{B_{\text{вых}}} + R_H},$$

а его модуль имеет вид:

$$|\dot{M}_B| = \sqrt{1 + \left( \frac{\omega C_{H\Sigma} \cdot R_{B_{\text{вых}}} \cdot R_H}{R_{B_{\text{вых}}} + R_H} \right)^2}$$

В области высоких звуковых частот зная  $C_{H\Sigma}$ ,  $R_H$ ,  $|\dot{M}_B|$ ,  $f_B$  определяют  $R_{B_{\text{вых}}}$ . Такой расчет должен предшествовать расчету по постоянному току и максимальное значение  $R_{B_{\text{вых}}}$ , определенное для схем с ОЭ и ОБ, поставит ограничение сверху на выбор резистора  $R_K$  по постоянному току.

Для оценки фазового сдвига, вносимого усилителем на высоких частотах, аналогично низким частотам построим векторную диаграмму (см. рис.3.13) для модели, приведенной на рис. 3.12. Диаграмма построена для каскада с ОЭ, так как вектор  $\dot{U}_{B_{\text{вых}}}$  направлен противоположно вектору  $k_{U_{xx}} \dot{U}_{Bx}$ . Для схем усилительных каскадов с ОБ и ОК вектор  $\dot{U}_{B_{\text{вых}}}$  будет направлен по вектору  $k_{U_{xx}} \dot{U}_{Bx}$ . Из диаграммы следует, что фазовый сдвиг, вносимый усилителем,  $\varphi_B = \varphi_{B_{\text{вых}}} - \varphi_{Bx}$  меньше  $180^\circ$ .

При  $\omega_B \rightarrow \infty$   $\varphi \rightarrow 90^\circ$ , так как  $I_{CH\Sigma} \rightarrow \infty$ . Фазовый сдвиг искажений, вносимый каскадом усилителя с ОЭ в области ВЧ, определяется аналогично:

$$\varphi_{IB} = \varphi_B - 180^\circ = \arccos \left[ \frac{1}{|M_B|} \right].$$

С учетом вышеизложенного, частотные характеристики усилителя в области ВЧ будут иметь вид, приведенный на рис. 3.14.

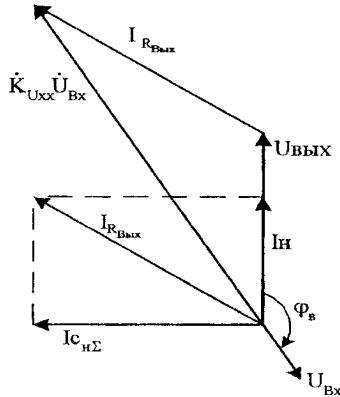


Рисунок 3.13 — Векторная диаграмма усилителя в области верхних частот

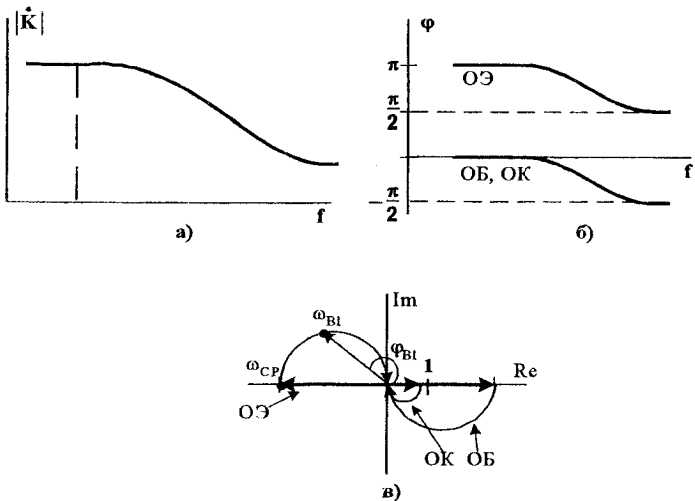


Рисунок 3.14 — Частотные характеристики усилителя в области ВЧ  
(а — АЧХ, б — ФЧХ, в — АФЧХ)

Если граничная частота усиления транзистора, на порядок или хотя бы в 3÷5 раз превышает максимальную частоту входного сигнала усилителя  $f_B$ , то влиянием транзистора на частотные характеристики усилителя можно пренебречь. Если же данные частоты соизмеримы, то необходимо учитывать частотные свойства транзистора. Коэффициенты усиления по току для схем с ОБ и ОЭ, с учетом их частотных свойств, имеют вид:

$$h_{21B}(\omega) = \alpha = \frac{\alpha_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_{2p\alpha}}}; \quad h_{21Э}(\omega) = \beta = \frac{\beta_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_{2p\beta}}}$$

Для схемы с ОБ граничная частота на порядок больше чем у схемы с ОЭ, следовательно, схема с ОБ обладает лучшими частотными характеристиками.

Коэффициенты частотных искажений для транзистора можно определить аналогичным образом:

$$\dot{M}_{B.Tp.OB} = \frac{\alpha_0}{\alpha}, \quad \dot{M}_{B.Tp.OЭ} = \frac{\beta_0}{\beta}$$

Общий коэффициент частотных искажений каскада, с учетом частотных свойств транзистора, будет определяться произведением коэффициента частотных искажений каскада и коэффициента частотных искажений транзистора:

$$|\dot{M}_{B.Общ}| = |\dot{M}_{B.Каск}| \cdot |\dot{M}_{B.Tp}|$$

### Вопросы к разделу 3

1. Дайте определение АЧХ, ФЧХ и АФЧХ усилителей и представьте их вид.
2. Объясните смысл и приведите формулы коэффициентов частотных искажений  $\dot{M}_H$  и  $\dot{M}_B$ .
3. Представьте коэффициенты частотных искажений  $\dot{M}_H$  и  $\dot{M}_B$  на комплексной плоскости и установите фазовые искажения усилителя  $\varphi_{и.н}$  и  $\varphi_{и.в}$ .
4. Как изменятся частотные характеристики усилителя при увеличении емкости разделительного конденсатора в 2 раза?
5. Как изменятся частотные характеристики усилителя при увеличении его выходного сопротивления вдвое?

## Раздел 4 УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ

### 4.1 Согласование источника сигнала с нагрузкой.

#### Классификация усилителей мощности

Существует 3 способа согласования источников сигнала с нагрузкой:

- по напряжению;
- по току;
- по мощности.

Задача согласования источника напряжения с нагрузкой решалась в ранее рассмотренных RC усилителях напряжения. В этом случае схема подключения источника к нагрузке приведена на рис. 4.1.

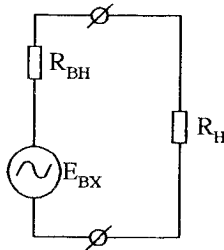


Рисунок 4.1 — Схема подключения источника напряжения к нагрузке

При согласовании источника с нагрузкой по напряжению необходимо обеспечить условие:

$$U_H \rightarrow E_{ВХ} \text{ или } U_H \approx E_{ВХ}.$$

Это достигается при  $R_{ВН} \ll R_H$ . Если это неравенство не выполняется, то согласование по напряжению считается удовлетворительным, если  $U_H \approx (0,3 \div 0,7) E_{ВХ}$ .

$$U_H = \frac{E_{ВХ} R_H}{R_{ВН} + R_H}.$$

Согласование по току осуществляется при необходимости обеспечения тока в нагрузке равного или близкого входному току

$$I_H \rightarrow I_{ВХ} \text{ или } I_H \approx I_{ВХ}.$$

В этом случае схема подключения источника сигнала будет иметь вид, приведенный на рис. 4.2. Согласование источника тока с нагрузкой будет обеспечиваться при выполнении следующего условия:

$$R_{ВН} \gg R_H.$$

Тогда

$$I_H \approx I_{BX}$$

Согласование сигнала с нагрузкой по мощности применяют тогда, когда в нагрузке необходимо получить максимальную мощность:

$$P_H \rightarrow P_{Hmax} \text{ или } P_H \approx P_{Hmax}$$

Схема подключения источника сигнала к нагрузке в этом случае имеет вид аналогичный схеме подключения источника напряжения к нагрузке при согласовании по напряжению (см. рис. 4.1). Однако, максимальная мощность в нагрузке для этого случая будет обеспечиваться при равенстве внутреннего сопротивления и сопротивления нагрузки:

$$R_{BH} = R_H$$

Это легко показать, взяв производную  $\frac{dP_H}{d(R_{BH}/R_H)}$  и приравняв ее к нулю.

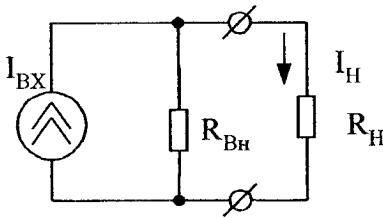


Рисунок 4.2 — Схема подключения источника тока к нагрузке

Такое согласование необходимо выполнять в усилителях мощности, которые, как правило, являются окончательными каскадами, обеспечивающими максимальную или требуемую мощность в нагрузке. В этих каскадах для согласования высокого выходного сопротивления усилителя с низкоомной нагрузкой применяют выходные (согласующие) трансформаторы (см. рис. 4.3) [1,5,9].

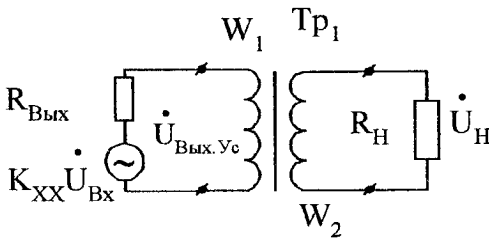


Рисунок 4.3 — Согласование выходного сопротивления усилителя с нагрузкой по мощности



В этом случае сопротивление нагрузки, приведенное к выходу усилителя (или ко входу трансформатора), будет определяться следующим выражением:

$$R'_H = R_H \cdot n^2,$$

где  $n = \frac{U_1}{U_2} = \frac{W_1}{W_2}$  — коэффициент трансформации трансформатора.

Для оптимального согласования по мощности  $R'_H = R_{\text{вых}}$ , и при известных  $R_H$  и  $R_{\text{вых}}$  определяют из последнего выражения требуемый коэффициент трансформации трансформатора  $n$ .

Различают однотактные и двухтактные усилители мощности. Двухтактные усилители мощности применяются при больших мощностях в нагрузке ( $P_n > (1-3)\text{Вт}$ ). Усилители мощности работают в основном в классах «А», «АВ» и «В». Положение рабочих точек в указанных классах на нагрузочной линии усилителя мощности по постоянному току представлены на рис. 4.4.

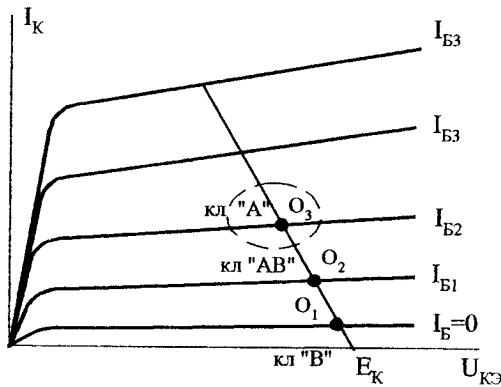


Рисунок 4.4 — Положение рабочих точек в различных классах работы усилителя мощности

В режиме класса «А», рабочая точка выбирается в центре активной области (точка  $O_3$  на рис.4.4), при этом приращение сигнала относительно рабочей точки должны быть невелики, и составлять порядка до  $(30 \div 40)\%$  от координат рабочей точки  $O_3$ . Этот режим используется в однотактных усилителях. В классе «В», рабочая точка выбирается в режиме отсечки транзистора ( $I_{б} = 0$ ) — точка  $O_1$ . Данный режим работы применяется в двухтактных усилителях. В

классе «АВ», рабочая точка занимает промежуточное положение между классами «А» и «В» (точка О2 на рис. 4.4).

Коэффициенты полезного действия каскадов в классах «А», «АВ» и «В» составляют соответственно  $0,25 \pm 0,3$ ;  $0,3 \pm 0,45$ ;  $0,45 \pm 0,6$ . При этом нелинейные искажения возрастают с ростом коэффициента полезного действия каскада. Усилители мощности строятся по трансформаторным и бестрансформаторным схемам.

## 4.2 Однотактные усилители мощности

Принципиальная схема однотактного усилителя мощности приведена на рис. 4.5.

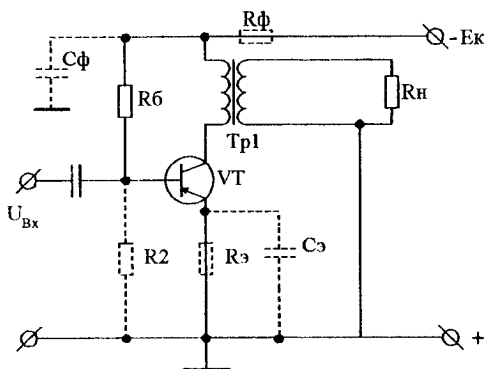


Рисунок 4.5 — Принципиальная схема однотактного усилителя мощности

Как видно из рис. 4.5, принцип построения схем усилителей мощности аналогичен рассмотренному ранее принципу построения RC усилителей напряжения. Отличие заключается в том, что вместо резистора  $R_K$  включается выходной трансформатор Tr1, обеспечивающий согласование сопротивления нагрузки с выходным сопротивлением усилителя. Принципиальная схема усилителя мощности, как правило, дополняется элементами термостабилизации, которые показаны на рис. 4.5 пунктиром. Принцип их действия и методика расчета приведены в разделе 5.

### Расчет усилителя мощности по постоянному току.

При проектировании усилителей мощности задаются: сопротивление нагрузки  $R_H$ , мощность в нагрузке  $P_H$ , границы частотного диапазона входного

сигнала  $f_H \div f_B$ , коэффициенты частотных искажений  $|M_H|$ ,  $|M_B|$ , коэффициент нелинейных искажений  $\gamma_{Общ}$ , коэффициент температурной нестабильности  $S$  и рабочий диапазон температур (см. раздел 5).

Выбор типа транзистора осуществляется с учетом КПД трансформатора  $\eta_{Tr}$  (чем выше  $P_H$  тем выше  $\eta_{Tr}$ ) и КПД каскада  $\eta_{Каск}$ .

Мощности на выходе усилителя мощности (на первичной обмотке трансформатора) и потребляемые усилителем от источника питания определяются соответственно:

$$P_{Каск} = \frac{P_H}{\eta_{Tr}},$$

$$P_{Потр} = \frac{P_{Каск}}{\eta_{Каск}}.$$

Значит, допустимая мощность рассеяния транзистора:

$$P_{Рас.дон} \geq P_{Потр}.$$

Тип транзистора выбирают по допустимой мощности рассеяния и граничной частоте усиления. При этом  $f_{зр} \geq (3 \div 5)f_{с}$ .

При уменьшении тока коллектора в трансформаторе возникает ЭДС самоиндукции, которая стремится поддержать ток коллектора постоянным. Следовательно, эта ЭДС направлена согласно с  $E_K$  и приближенно равна напряжению источника питания. Значит, с учетом ЭДС самоиндукции  $E_K$  не должна превышать половины  $U_{КЭ.Дон}$ . Обычно рекомендуют взять запас 10÷20%, тогда:

$$E_K < 0.5 \cdot U_{КЭ.Дон}.$$

На рис. 4.6 приведены выходные ВАХ транзистора с проведенными на них нагрузочными линиями по постоянному и переменному токам и выбранной рабочей точкой. Рабочая область на характеристиках транзистора располагается левее и ниже допустимых значений  $U_{КЭ.Дон}$ ,  $I_{К.Дон}$ ,  $P_{Рас.Дон}$  (см. рис. 4.6).

Наклон нагрузочной линии по постоянному току определяется сопротивлением первичной обмотки трансформатора. В первом приближении это сопротивление можно считать равным 0, и, следовательно, нагрузочная линия проходит вертикально (линия 1 на рис. 4.6). С учетом режима работы усилителя в классе "А", рабочую точку выбирают приблизительно в центре рабочей области ВАХ.

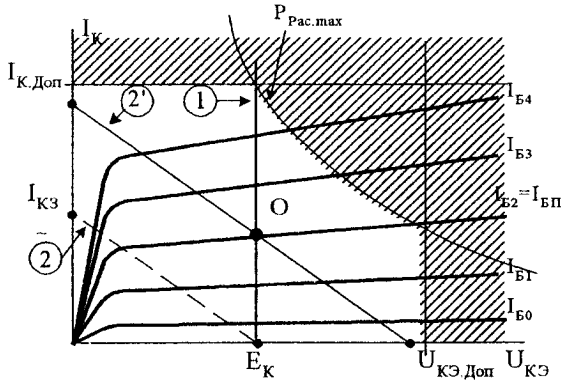


Рисунок 4.6 — Выходные ВАХ транзистора и предельно допустимые значения параметров

#### Расчет усилителя мощности по переменному току.

Сначала уточняют положение нагрузочной линии по переменному току, наклон которой будет определяться приведенным сопротивлением нагрузки  $R'_H$ . С учетом КПД трансформатора

$$R'_H = \frac{R_H \cdot n^2}{\eta_{TP}} \approx R_{\text{вх. VT}}.$$

Исходя из этого, можно определить требуемый коэффициент трансформации трансформатора

$$n = \sqrt{\frac{R'_H \cdot \eta_{TP}}{R_H}}.$$

Угол наклона нагрузочной линии определяют, проводя через две точки  $(E_K, 0)$  и  $(0, I_{КЗ})$  (линия 2 на рис. 4.6), где

$$I_{КЗ} = \frac{E_K}{R'_H}.$$

Согласно принципу суперпозиции, что справедливо для линейного режима класса «А», нагрузочную линию по переменному току нужно перенести в рабочую точку "О" по постоянному току (линия 2' на рис. 4.6). Из положения этой нагрузочной линии следует, что напряжение  $U_{КЭ}$  при малых токах  $I_B$  может достигать  $2E_K$ .

Для расчета усилителя по переменному току его представляют линейной электрической моделью, которая имеет вид, приведенный на рис. 4.7.

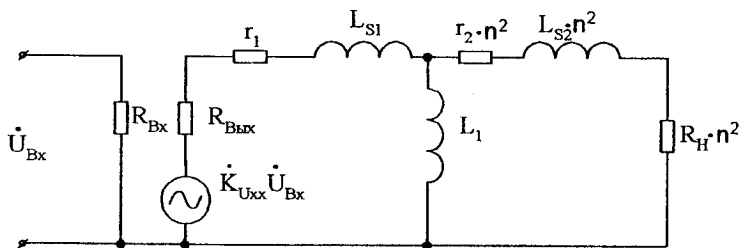


Рисунок 4.7 — Линейная электрическая модель усилителя мощности

Здесь:  $L_{S1}$  — индуктивность рассеяния первичной обмотки;

$L_1$  — индуктивность первичной обмотки;

$L_{S2} \cdot n^2$  — индуктивность рассеяния вторичной обмотки, приведенная к первичной;

$r_1$  — сопротивление первичной обмотки;

$r_2 \cdot n^2$  — сопротивление вторичной обмотки, приведенное к первичной.

В области средних звуковых частот, для правильно спроектированного трансформатора, выполняются следующие неравенства:

$$\left\{ \begin{array}{l} \omega \cdot L_{S1} + \omega \cdot L_{S2} \cdot n^2 \ll R_H \cdot n^2; \\ \omega \cdot L_1 \gg R_H \cdot n^2. \end{array} \right. \quad (4.1)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \omega \cdot L_{S1} + \omega \cdot L_{S2} \cdot n^2 \ll R_H \cdot n^2; \\ \omega \cdot L_1 \gg R_H \cdot n^2. \end{array} \right. \quad (4.2)$$

Исходя из этих неравенств индуктивностями рассеяния, ввиду их малого сопротивления, и индуктивностью намагничивающего контура, ввиду большого сопротивления, можно пренебречь. Следовательно, из упрощенной модели КПД трансформатора можно определить следующим выражением:

$$\eta_{\text{пр}} = \frac{I^2 \cdot R_H \cdot n^2}{I^2 \cdot (R_H \cdot n^2 + r_1 + r_2 \cdot n^2)} = \frac{R_H \cdot n^2}{R_H \cdot n^2 + r_1 + r_2 \cdot n^2}.$$

Величина, стоящая в знаменателе, является сопротивлением трансформатора по переменному току относительно первичной обмотки  $R_-$  и определяет угол наклона нагрузочной линии по переменному току

$$R_- = R_H \cdot n^2 + r_1 + r_2 \cdot n^2.$$

Для обеспечения оптимального согласования по мощности ( $P_H = P_{H\text{max}}$ ), сопротивление трансформатора по переменному току можно ориентировочно определить следующим образом:

$$R_{\text{н}} = R_{\text{ВыхТР}} = \frac{1}{h_{22Э}}$$

При расчете усилителя по переменному току выбирают оптимальный наклон нагрузочной линии по переменному току, обеспечивающий максимальную мощность в нагрузке. Для этого пользуются методикой, приведенной ниже.

На рис. 4.8 представлены выходные ВАХ транзистора с тремя различными положениями нагрузочной линии по переменному току.

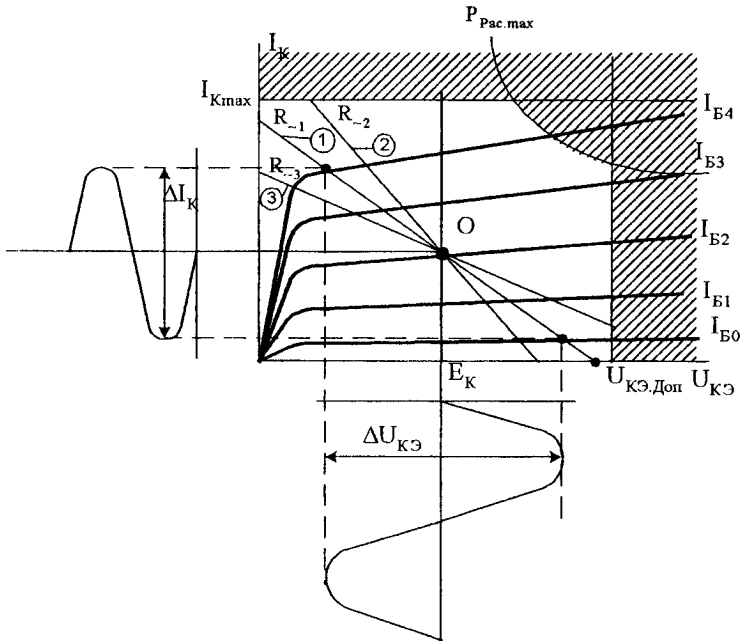


Рисунок 4.8 — Выходные ВАХ транзистора для определения оптимального положения нагрузочной линии

Мощность в нагрузке будет пропорциональна мощности в первичной обмотке трансформатора, которая в свою очередь может быть определена следующим выражением:

$$P_1 = \frac{\Delta U_{КЭ} \cdot \Delta I_{К}}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot 2 \cdot \sqrt{2}} = \frac{\Delta U_{КЭ} \cdot \Delta I_{К}}{8},$$

где  $\Delta U_{КЭ}$  и  $\Delta I_{К}$  — удвоенные амплитуды напряжения и тока коллектора транзистора (см. рис. 4.8) при максимальном входном сигнале.

Рассмотрим крайние случаи положения нагрузочной линии по переменному току:

- если  $R_{\sim}=0$ , то нагрузочная линия по переменному току располагается вертикально. При этом приращения напряжения  $\Delta U_{KЭ}=0$ , следовательно, и мощность в 1-й обмотке  $P_1=0$ .
- если  $R_{\sim}\rightarrow\infty$ , то нагрузочная линия по переменному току располагается горизонтально. Соответственно приращения тока  $\Delta I_K=0$ , следовательно, и мощность  $P_1=0$ .

Исходя из этого можно построить зависимость мощности  $P_1$  от сопротивления  $R_{\sim}$  (см. рис. 4.9).

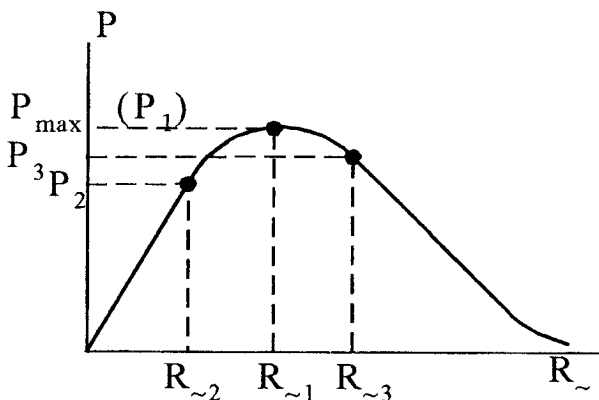


Рисунок 4.9 — Зависимость мощности  $P_1$  от сопротивления  $R_{\sim}$ .

По этой зависимости выбирают  $R_{\sim}$ , обеспечивающее максимальную мощность, а, следовательно, и оптимальное положение нагрузочной линии по переменному току. Для нагрузочной линии 2 ( $R_{\sim 2}$ ) определяют  $P_2$ , 3 ( $R_{\sim 3}$ ) —  $P_3$ , 1 ( $R_{\sim 1}$ ) —  $P_1$  (см. рис. 4.9). Построив функцию по значениям  $P_1$ ,  $P_2$ ,  $P_3$ , можно найти оптимальное значение  $R_{\sim \text{опт}}$  и  $P_{\max}$ . В приведенном варианте это  $R_{\sim 1}$ . После этого производят оценку мощности в нагрузке:

$$P_H = P_{1\max} \cdot \eta_{TP}.$$

Если эта мощность оказывается меньше заданной, то выбирают другой более мощный транзистор, если больше заданной — уменьшают входной сигнал.

Для оценки нелинейных искажений, необходимо построить сквозную характеристику и при заданном входном сигнале определить коэффициент нелинейных искажений  $\gamma$ . Он должен быть меньше или равен заданному. Методика расчета нелинейных искажений будет описана в разделе 5.

Выводы: расчет усилителей мощности целесообразно выполнять по следующей методике:

- произвести расчет режима работы усилителя по постоянному току. Приняв сопротивление первичной обмотки трансформатора равным 0, нагрузочную линию проводят вертикально, и на ней выбирают рабочую точку приблизительно по центру активной области ВАХ транзистора.
- строят линейную электрическую модель усилителя и проводят нагрузочную линию по переменному току.
- определяют оптимальное положение нагрузочной линии.
- проверяют, обеспечивается ли заданная мощность в нагрузке. Если нет, то выбирают другой транзистор.
- построить сквозную характеристику. Для заданного входного сигнала определить коэффициент нелинейных искажений. Проверить соответствие полученного коэффициента нелинейных искажений заданному. Если полученное значение превышает заданное, то принимают меры для его уменьшения (корректируют положение рабочей точки, или выбирают более мощный транзистор).

#### 4.3 Частотные характеристики усилителей мощности

Рассмотрим работу усилителя отдельно в каждом из диапазонов звуковых частот.

##### *Диапазон средних звуковых частот*

Как уже было сказано ранее, в диапазоне средних звуковых частот пренебрегают всеми индуктивностями. В соответствии с этой линейной моделью усилителя будет иметь вид, приведенный на рис. 4.10.

В этом случае коэффициент усиления усилителя будет определяться следующим выражением:



$$\dot{k}_{U_{CP}} = \frac{k'_{U_{CP}}}{n};$$

где  $k'_{U_{CP}} = \frac{k_{XX} \cdot \dot{U}_{Bx} \cdot R_H \cdot n^2}{(R_{B_{Вых.Тр}} + R_{\sim}) \cdot \dot{U}_{Bx}}$  — коэффициент усиления усилителя, приведенный к первичной обмотке трансформатора.

Частотные характеристики в этом случае будут иметь вид, показанный на рис. 4.11. ФЧХ усилителя приведены для трансформатора с фазовым сдвигом  $0^\circ$ .

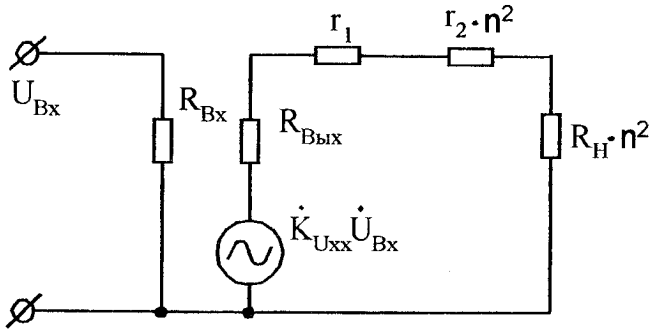


Рисунок 4.10 — Линейная модель усилителя мощности в диапазоне средних звуковых частот

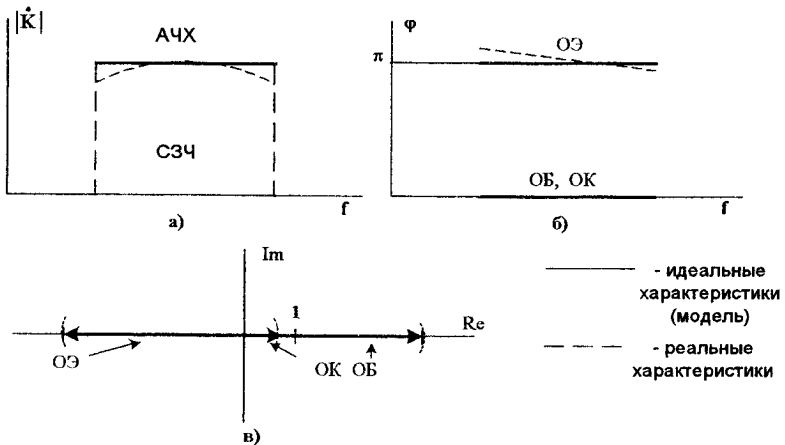


Рисунок 4.11 — Частотные характеристики усилителя мощности в диапазоне средних звуковых частот (а — АЧХ, б — ФЧХ, в — АФЧХ).

**Диапазон верхних звуковых частот.**

В этом диапазоне частот будут справедливы следующие неравенства:

$$\left\{ \begin{array}{l} \omega_B \cdot L_1 \gg R_H \cdot n^2, \\ \omega_B \cdot L_S \approx R_H \cdot n^2, \end{array} \right. \quad (4.3)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \omega_B \cdot L_1 \gg R_H \cdot n^2, \\ \omega_B \cdot L_S \approx R_H \cdot n^2, \end{array} \right. \quad (4.4)$$

Следовательно, можно пренебречь индуктивностью  $L_1$ , а индуктивность  $L_S$  пренебрегать нельзя т.к. она оказывает существенное влияние на работу усилителя. Здесь  $L_S$  является суммарной индуктивностью рассеивания обеих обмоток:

$$L_S = L_{S1} + L_{S2} \cdot n^2.$$

С учетом этого линейная модель усилителя будет иметь вид, представленный на рис. 4.12.

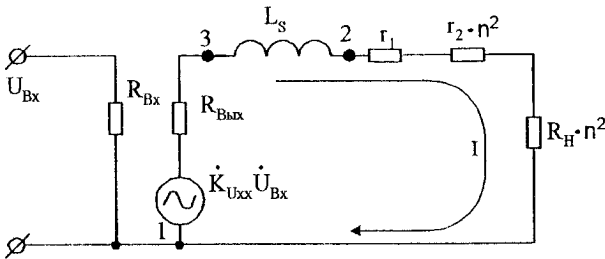


Рисунок 4.12 — Линейная модель усилителя мощности в диапазоне верхних звуковых частот

Приведенный к первичной обмотке коэффициент усиления усилителя определяется следующим выражением:

$$k'_{\dot{U}_B} = \frac{k_{XX} \cdot \dot{U}_{Bx} \cdot R_H \cdot n^2}{(R_{Bвых.Тр} + R_{\dots} + j \cdot \omega \cdot L_S) \cdot \dot{U}_{Bx}}$$

Проанализировав это выражение, получим, что с ростом частоты модуль коэффициента усиления усилителя уменьшается. Следовательно, АЧХ имеет вид, представленный на рис. 4.14 (а).

Для определения фазового сдвига между входными и выходными сигналами  $\varphi_B$  построим векторную диаграмму усилителя (см. рис. 4.13).

Из векторной диаграммы следует, что для схемы с ОЭ фазовый сдвиг  $\varphi_B < 180^\circ$ , а при  $\omega_B \rightarrow \infty$  фазовый сдвиг  $\varphi_B \rightarrow 90^\circ$ . Следовательно, ФЧХ будет иметь вид, приведенный на рис. 4.14 (б). Вид АФЧХ представлен на рис. 4.14 (в).

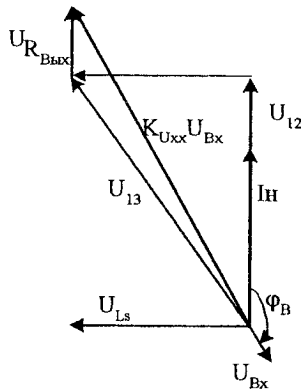


Рисунок 4.13 — Векторная диаграмма усилителя мощности в диапазоне верхних звуковых частот

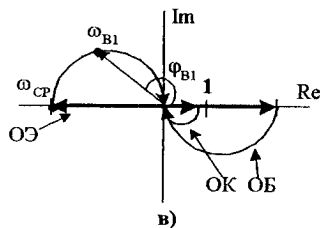
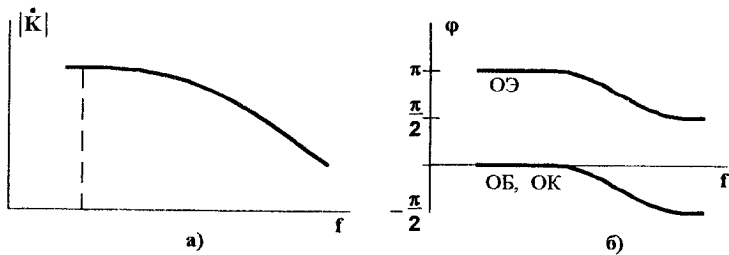


Рисунок 4.14 — Частотные характеристики усилителя мощности в диапазоне средних звуковых частот (а — АЧХ, б — ФЧХ, в — АФЧХ)

Качество частотных характеристик оценивается коэффициентом частотных искажений. Аналогично RC-усилителям

$$\dot{M}_B = \frac{\dot{k}_{U_{CF}}}{\dot{k}_{U_B}} = \frac{\dot{k}_{XX} \cdot R_H \cdot n^2 \cdot (R_{ВыхTp} + R_- + j\omega_B \cdot L_S)}{(R_{ВыхTp} + R_-) \cdot \dot{k}_{XX} \cdot R_H \cdot n^2} = 1 + j \frac{\omega_B \cdot L_S}{R_{ВыхTp} + R_-}$$

Модуль коэффициента частотных искажений определяется выражением:

$$|\dot{M}_B| = \sqrt{1 + \left( \frac{\omega_B \cdot L_S}{R_{\text{Вых.Тр}} + R_L} \right)^2}$$

Из этого выражения определяют индуктивность рассеивания  $L_S$  и при выборе трансформатора обеспечивают его конструктивную индуктивность рассеивания меньше или равной расчетной.

Фазовые искажения в данном диапазоне частот будут определяться выражением:

$$\varphi_{\text{ИВ}} = \arccos \frac{1}{|\dot{M}_B|}$$

### Диапазон низких звуковых частот.

В этом диапазоне частот будут справедливы следующие неравенства:

$$\left\{ \begin{array}{l} \omega_H \cdot L_S \ll R_H \cdot n^2, \\ \omega_B \cdot L_1 \approx R_H \cdot n^2, \end{array} \right. \quad (4.5)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \omega_H \cdot L_S \ll R_H \cdot n^2, \\ \omega_B \cdot L_1 \approx R_H \cdot n^2, \end{array} \right. \quad (4.6)$$

следовательно, можно пренебречь индуктивностью  $L_S$ , а индуктивностью  $L_1$  пренебрегать нельзя т.к. она оказывает существенное влияние на работу усилителя. Т.к. сопротивление  $\eta \ll r_2 \cdot n^2 + R_H \cdot n^2$ , то этим сопротивлением также можно пренебречь. С учетом этого линейная модель усилителя будет иметь вид представленный на рис. 4.15.

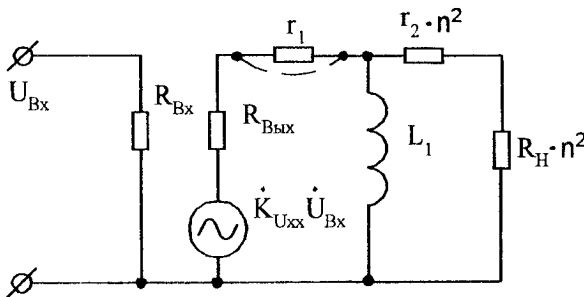


Рисунок 4.15 — Линейная модель усилителя мощности в диапазоне нижних звуковых частот

Приведенный к первичной обмотке коэффициент усиления усилителя определяется выражением:

$$\dot{k}'_{UH} = \frac{k_{XX} \cdot \dot{U}_{Bx} \cdot \frac{R_- \cdot j\omega \cdot L_1}{R_- + j\omega \cdot L_1}}{\left( R_{B_{\text{вх.Тр}}} + \frac{R_- \cdot j\omega \cdot L_1}{R_- + j\omega \cdot L_1} \right) \cdot \dot{U}_{Bx}} = \frac{k_{XX} \cdot R_- \cdot j\omega \cdot L_1}{R_{B_{\text{вх.Тр}}} \cdot (R_- + j\omega \cdot L_1) + R_- \cdot j\omega \cdot L_1}$$

Из анализа этого выражения получим, что при уменьшении частоты коэффициент усиления усилителя уменьшается. Следовательно, АЧХ будет иметь вид, представленный на рис. 4.16 (а).

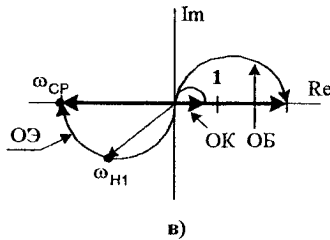
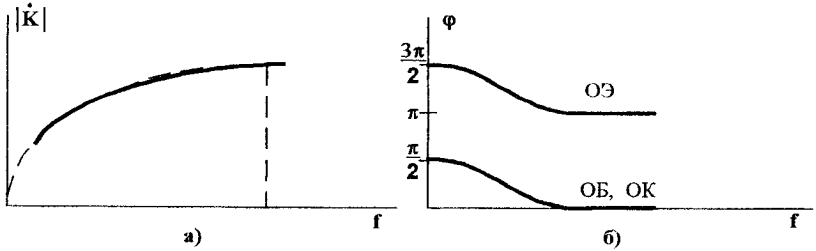


Рисунок 4.16 — Частотные характеристики усилителя мощности

По аналогии с областью верхних звуковых частот построим векторную диаграмму, из которой следует, что  $\varphi_H > 180^\circ$  и оценим коэффициент частотных искажений

$$\dot{M}_H = \frac{\dot{k}_{U_{cp}}}{\dot{k}_{UH}} = \frac{k_{XX} \cdot R_H \cdot n^2 \cdot (R_{B_{\text{вх.Тр}}} \cdot (R_- + j\omega_H \cdot L_1) + R_- \cdot j\omega_H \cdot L_1)}{(R_{B_{\text{вх.Тр}}} + R_-) \cdot k_{XX} \cdot R_H \cdot j\omega_H \cdot L_1}$$

После некоторых преобразований получим:

$$\dot{M}_H = 1 - j \frac{R_{B_{\text{вх.Тр}}} \cdot R_-}{\omega_H \cdot L_1 \cdot (R_{B_{\text{вх.Тр}}} + R_-)}$$

Модуль коэффициента частотных искажений определяется выражением:

$$|M_B| = \sqrt{1 + \left( \frac{R_{\text{Вых.Тр}} \cdot R_{\sim}}{\omega_H \cdot L_1 \cdot (R_{\text{Вых.Тр}} + R_{\sim})} \right)^2} \quad (4.7)$$

ФЧХ и АЧХ усилителя имеют вид, представленный на рис. 4.16 (б), (в).

Из выражения (4.7) определяют индуктивность первичной обмотки трансформатора  $L_1$  и при выборе трансформатора обеспечивают большую или равную конструктивную индуктивность.

Фазовые искажения в данном диапазоне частот будут определяться выражением:

$$\varphi_{\text{ИН}} = \arccos \frac{1}{|M_H|}$$

Достоинством одноктактных усилителей мощности является простота исполнения, однако они мощности имеют 2 недостатка:

- низкий КПД (25÷30%), так как одноктактные усилители мощности работают в классе «А»;
- за счет постоянного подмагничивания первичной обмотки, постоянной составляющей тока коллектора сталь трансформатора используется не полностью, что приводит к необходимости увеличивать габариты трансформатора. Данный недостаток можно продемонстрировать, представив кривую намагничивания сердечника трансформатора (см. рис.4.17).

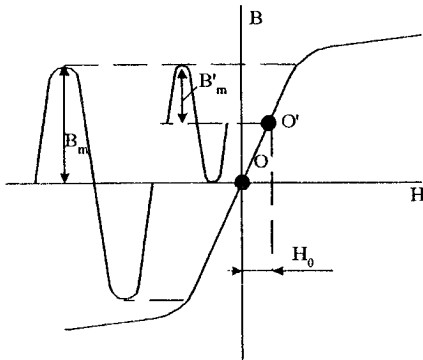


Рисунок 4.17 — Кривая намагничивания сердечника трансформатора

Если бы не было подмагничивания, то рабочая точка находилась бы в точке (O). За счет подмагничивания она сдвигается в точку (O').  $H_0 = \frac{I_{K\pi} W_1}{\ell_C}$ ,

где  $\ell_C$  — средняя длина магнитной силовой линии. Следовательно,  $B'_m < B_m$ , и используется только верхняя половина кривой намагничивания.

Из выражения для напряжения на первичной обмотке трансформатора:

$$U_1 = 4.44 \cdot B_m \cdot S \cdot W_1 \cdot f,$$

следует, что при  $U_1$ ,  $W_1$ , и  $f = \text{const}$  то при уменьшении  $B_m$  за счет подмагничивания необходимо увеличивать  $S$  (сечение сердечника трансформатора).

Для устранения этих недостатков используют двухтактные усилители мощности.

#### 4.4 Двухтактные усилители мощности

Принципиальная схема двухтактного усилителя мощности приведена на рис.4.18. Как правило, двухтактные усилители мощности работают в классах «АВ» или «В». В данной схеме трансформатор  $TP_2$  необходим для создания двух равных по величине и противоположных по фазе напряжений которые управляют работой транзисторов  $VT_1$  и  $VT_2$ . Резисторы  $R_1$  и  $R_2$  обеспечивают режим работы усилителя в классах «АВ» или «В». Для того чтобы не было потерь напряжения на по переменному току на резисторе  $R_2$ , его шунтируют емкостью  $C_6$  [1,9,10].

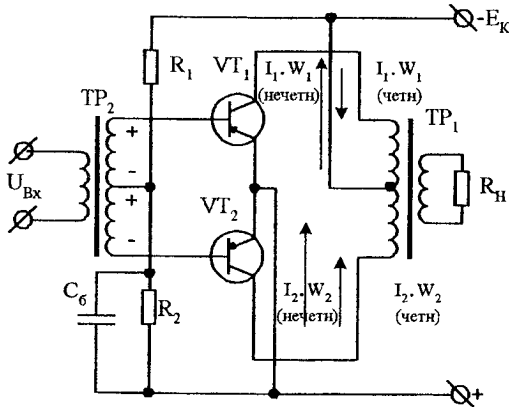


Рисунок 4.18 — Принципиальная схема двухтактного усилителя мощности

Расчет режима работы по постоянному току аналогичен одноконтному усилителю мощности. Режим работы по переменному току иллюстрируется осциллограммами, приведенными на рис. 4.19. Осциллограммы соответствуют классам «А» и «АВ».

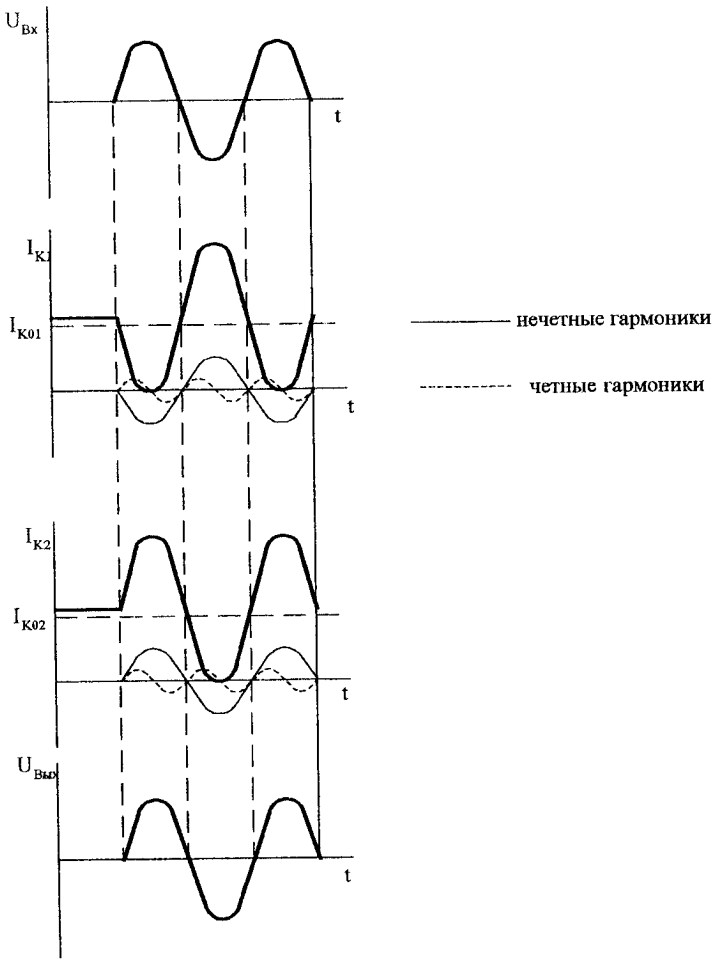


Рисунок 4.19 — Осциллограммы работы двухтактного усилителя мощности

Для нечетных гармоник (1,3,5, ...), которые совпадают с  $I_K$ , получим, что в трансформаторе ТР<sub>1</sub>  $I_{K1} \cdot W_1$  и  $I_{K2} \cdot W_1$  направлены в одну сторону, следовательно, мощность в нагрузке удваивается:

$$P_H = 2 \cdot P.$$

Для четных гармоник,  $I_{K1} \cdot W_1$  и  $I_{K2} \cdot W_1$ , направленных в трансформаторе ТР<sub>1</sub> в противоположные стороны, результирующая намагничивающая сила при идеальной сим-



метрии равна нулю, следовательно, отсутствуют нелинейные искажения по четным гармоникам. Постоянные составляющие, как и четные гармоники, также включены встречно и обеспечивают режимы работы выходного трансформатора без подмагничивания. Поскольку абсолютно симметричных трансформаторов и транзисторов нет (даже при применении интегральных микросхем — сборок транзисторов), то в формулы нелинейных искажений введен коэффициент асимметрии  $b$ , учитывающий степень асимметрии транзисторов.

Для подобранных транзисторов и сборок транзисторов в интегральном исполнении ( $b=0.01 \div 0.05$ ), при этом искажения настолько малы, что ими часто пренебрегают. Для неподбранных транзисторов ( $b=0.1 \div 0.15$ ) эти нелинейные искажения определяют из выражения:

$$\gamma_{Общ} = \sqrt{(\gamma_2 b)^2 + \gamma_3^2 + (\gamma_4 b)^2}.$$

Рассмотрим режим работы усилителя в классе «В». Для этого приведем соответствующие осциллограммы (см. рис. 4.20), аналогичные рассмотренным выше. Преимущество класса «В» в то, что каскад имеет больший коэффициент полезного действия ( $\eta_{каскад} \approx 0,5 \div 0,6$ ), однако больший коэффициент нелинейных искажений. В выходном напряжении часто подчеркнута 3-я гармоника, обуславливающая типичную форму (см. рис. 4.20) [1].

Так как в двухтактном усилителе мощности отсутствует подмагничивание сердечника трансформатора, то его габариты будут приблизительно в 2 раза меньше по сравнению с трансформатором однотактного усилителя мощности. Также в двухтактных усилителях значительно меньше нелинейные искажения и выше КПД. Вместо согласующего трансформатора ( $TP_2$ ) можно применить фазоинверсный каскад [1].

#### 4.5 Бестрансформаторные усилители мощности

Бестрансформаторные усилители мощности применяют с целью уменьшения габаритов и веса усилителей и улучшения их частотных характеристик [11]. Однако при этом существенно усложняются вопросы согласования сопротивления нагрузки с выходным сопротивлением транзисторного каскада. Необходимо обеспечить с по-

монью подбора типа транзистора, чтобы его выходное сопротивление  $\frac{1}{h_{22}}$  примерно равнялось сопротивлению нагрузки. Поэтому при низкоомной нагрузке требуются мощные транзисторы.

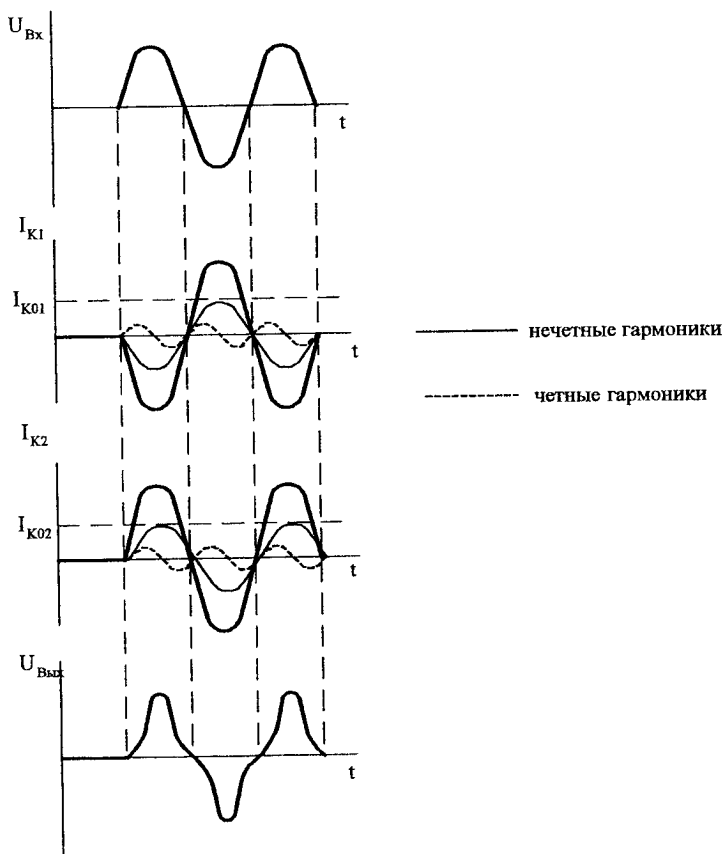


Рисунок 4.20 — Осциллограммы работы двухтактного усилителя мощности в режиме класса «В»

Схема с непосредственным подключением нагрузки к выходу усилителя мощности на однотипных ( $p-n-p$  или  $n-p-n$ ) транзисторах приведена на рис. 4.21 а, а с подключением нагрузки через конденсатор — на рис. 4.21 б.

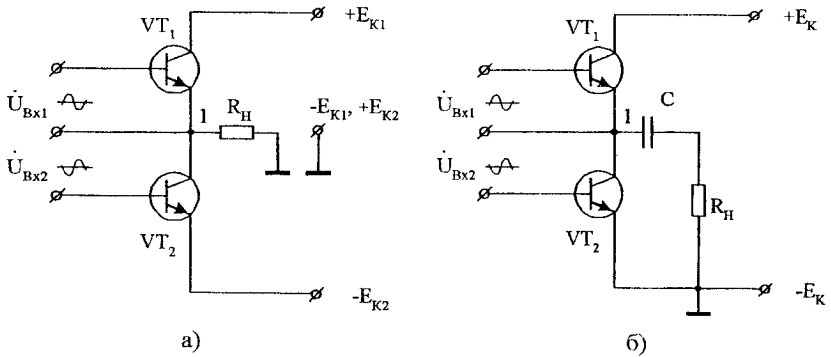


Рисунок 4.21 — Бестрансформаторные усилители мощности на однотипных транзисторах

Схемы требуют двух противофазных входных сигналов, которые не подключены к общей шине усилителя. Это создает некоторое техническое неудобство и ухудшает помехозащищенность схем по входам. Схема с непосредственным подключением нагрузки требует два источника питания, обеспечивающих потенциал точки 1 равным нулю (общей шины). Схема с подключением нагрузки через конденсатор  $C$  не требует потенциала точки 1 равного нулю (Рис. 4.21 б), поэтому схема питается от одного источника питания.

Под действием входных сигналов один из транзисторов открывается, другой — закрывается, что обеспечивает протекание тока через нагрузку в одном или в другом (противоположном) направлении. Равенство выходных сопротивлений транзисторов  $VT_1$  и  $VT_2$  сопротивлению нагрузки обеспечивает максимальную мощность в нагрузке

На рис.4.22 а, б приведены схемы усилителей мощности на разнотипных транзисторах, что позволяет использовать один (общий) источник входного сигнала. На рис. 4.22 а приведена схема с непосредственным подключением нагрузки, а на рис. 4.22 б — с подключением нагрузки через конденсатор. Недостатком этих схем также является низкая помехозащищенность, так как источник входного сигнала не может быть соединен с общей шиной усилителя.

Более полное описание различных схем бестрансформаторных усилителей мощности приведено в [11].

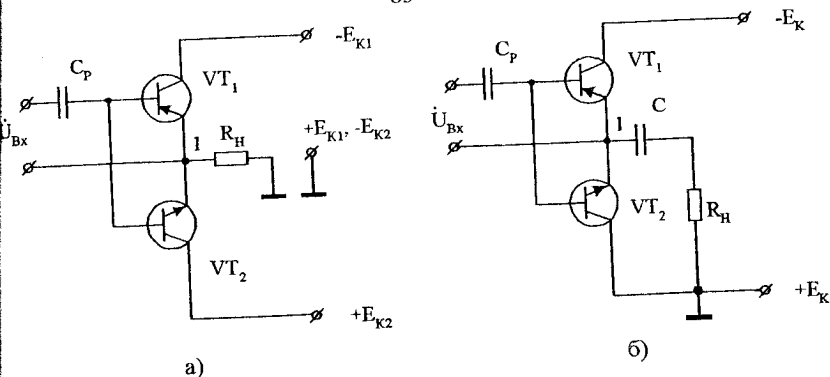


Рисунок 4.22 — Бестрансформаторные усилители мощности на разнотипных транзисторах

#### Вопросы к разделу 4

1. Назначение выходного трансформатора в усилителях мощности, определение требуемого коэффициента трансформации.
2. Определите коэффициенты частотных искажений усилителя мощности в областях верхних и низких звуковых частот, постройте векторные диаграммы для определения фазовых сдвигов  $\varphi_H$  и  $\varphi_B$ .
3. Объясните эффект неполного использования возможностей выходного трансформатора из-за эффекта подмагничивания первичной обмотки в одноконтурных усилителях мощности.
4. Установите преимущества двухтактных усилителей мощности по отношению к одноконтурным.
5. Особенности расчетов нелинейных искажений в двухтактных усилителях мощности.
6. Объясните особенности построения бестрансформаторных усилителей мощности на однотипных и разнотипных транзисторах, особенности подключения нагрузки и ее согласования с каскадом.

## Раздел 5 ВЛИЯНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПАРАМЕТРЫ ТРАНЗИСТОРНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ. НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ КАСКАДОВ

### 5.1 Влияние температуры на характеристики биполярных транзисторов.

#### Основные причины температурной нестабильности каскадов

Как известно, сопротивление полупроводников существенно зависит от температуры, а, следовательно, изменение температуры существенно влияет на характеристики транзистора. Изменяются положение рабочей точки "О" по постоянному току, параметры транзистора, а, следовательно, и все остальные характеристики и параметры усилителя —  $R_{BX}$ ,  $R_{ВЫХ}$ ,  $K_U$ ,  $K_I$ ,  $\gamma$ ,  $M_H$ ,  $M_B$  и др. Влияние температуры на входные и выходные характеристики транзистора показано на рис. 5.1.

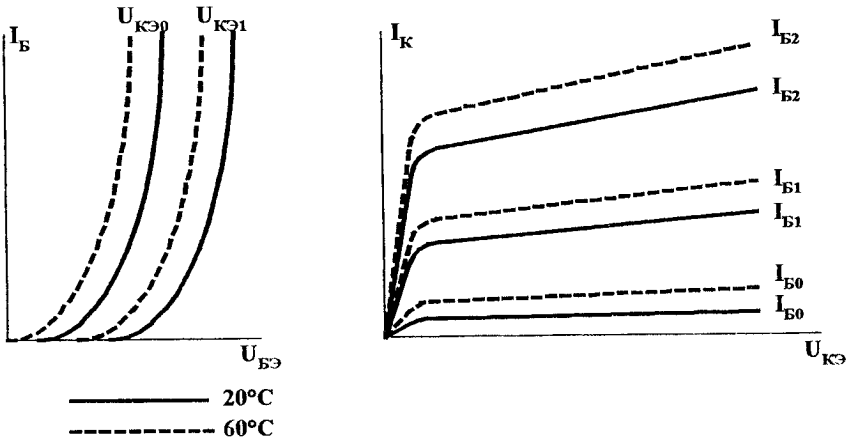


Рисунок 5.1 — Влияние температуры на характеристики транзистора

Выделяют следующие основные причины температурной нестабильности [1,3,12]:

- изменение обратного (теплового) тока коллектора от температуры  $I_{K0}(t^\circ)$ ;
- смещение входных характеристик при изменении температуры;

– изменение коэффициента усиления по току транзистора  $\alpha(t^\circ)$  и  $\beta(t^\circ)$ .

Рассмотрим подробнее каждую из них:

Для германиевых транзисторов обратный ток с ростом температуры удваивается на каждые  $10^\circ$ , а для кремниевых — на каждые  $7^\circ$ :

$$I_K(t^\circ) = I_{K0} \cdot 2^{\frac{\Delta t^\circ}{10}} \quad (\text{Ge});$$

$$I_K(t^\circ) = I_{K0} \cdot 2^{\frac{\Delta t^\circ}{7}} \quad (\text{Si}).$$

Однако, начальные значения тока для кремниевых транзисторов на 1–2 порядка меньше, чем для германиевых, поэтому, несмотря на большую крутизну их характеристик, значение обратных токов меньше и их применение предпочтительнее (см. рис. 5.2).

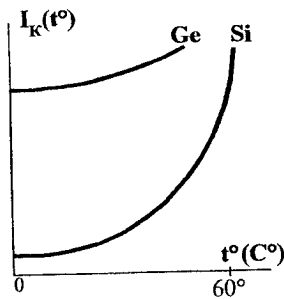


Рисунок 5.2 — Зависимость  $I_K(t^\circ)$

Температурная нестабильность транзисторного каскада существенно зависит от схемы включения транзистора. На рис. 5.3. приведены выходные ВАХ транзистора для схем включения с ОБ и ОЭ при различных температурах. Как следует из рис. 5.3, приращение тока коллектора  $\Delta I_{K0}$  для схемы с ОЭ существенно больше  $\Delta I_{K0.(OЭ)} = \beta \cdot \Delta I_{K0.(OБ)}$ , следовательно, схема с ОЭ по температурной стабильности в  $\beta$  ( $h_{21Э}$ ) раз хуже чем схема с ОБ. При средних значениях  $h_{21Э} \approx 50$  эффект существенен.

Смещение входных характеристик от изменения температуры можно представить следующим образом (см. рис. 5.4). Характеристики транзистора смещаются в сторону больших токов (меньших напряжений).

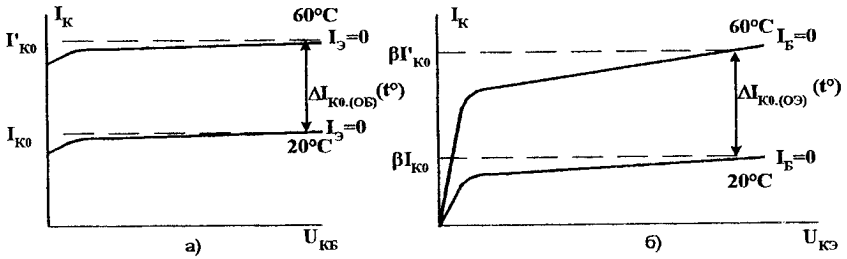


Рисунок 5.3 — Выходные ВАХ транзистора при различных температурах (а — для схемы с ОБ, б — для схемы с ОЭ).

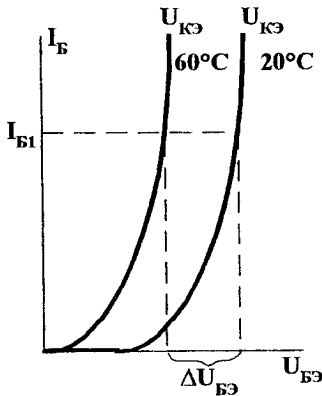


Рисунок 5.4 — Смещение входных характеристик транзистора от температуры

Изменение напряжения  $U_{БЭ}$  от температуры записывается в виде:

$$\Delta U_{БЭ}(t^\circ) = \varepsilon \cdot \Delta t^\circ;$$

где  $\varepsilon \approx 2,2$  мВ/°С.

Этот фактор является доминирующим для кремниевых транзисторов.

Зависимость коэффициента усиления транзисторов  $\alpha(t^\circ)$  или  $h_{21Э}$  представляют в виде:

$$\alpha(t^\circ) \approx 2 \cdot 10^{-4} (1/^\circ\text{C}).$$

Этот фактор в существенно-меньшей степени оказывает влияние на температурные характеристики транзисторов.

Все эти причины вместе обуславливают смещение рабочей точки покоя в усилителе и нарушение режима работы усилителя по переменному току. Для избежания этого применяются различные схемные решения. Различают схемы с фиксированным током базы и напряжением база – эмиттер.

Схема с фиксированным током базы имеет вид, приведенный на рис. 5.5:

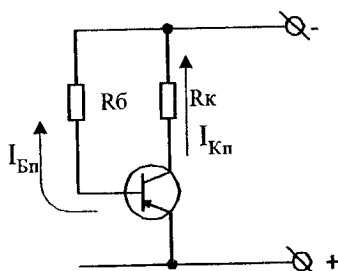


Рисунок 5.5 — Схема с фиксированным током базы

Ток коллектора в точке покоя определяется выражением:

$$I_{K\Pi} = \beta \cdot I_{B\Pi}$$

Так как  $I_{B\Pi} = \text{const}$ , а  $\beta$  — изменяется с изменением температуры и имеет существенный разброс значений в партии, то для обеспечения постоянства рабочей точки покоя, для различных  $\beta$  необходимо подбирать  $R_B$ , что невозможно осуществить в технологии изготовления электронных схем. По этим причинам данная схема не находит широкого применения.

Схема с фиксированным напряжением  $U_{BЭ}$  имеет вид, приведенный на рис. 5.6. В данной схеме напряжение  $U_{BЭ}$ , при условии  $I_B \gg 2I_{B\Pi}$ , можно определить как:

$$U_{BЭ} = \frac{E_K}{R_1 + R_2} \cdot R_2$$

Как следует из выражения,  $U_{BЭ} \approx \text{const}$  и практически не зависит от  $I_B$ , а, следовательно, изменение  $\beta$  от температуры и разброса параметров, оказывает существенно меньшее влияние на положение рабочей точки транзистора. Данная схема обладает лучшей температурной стабильностью, по сравнению со схемой с фиксированным  $I_B$ , более технологична, однако обладает меньшим входным сопротивлением.

$$R_{Bx} = h_{11Э} \parallel R_1 \parallel R_2$$



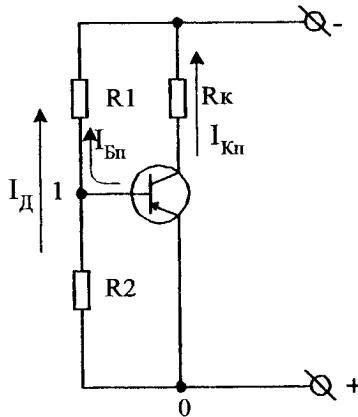


Рисунок 5.6 — Схема с фиксированным напряжением  $U_{БЭ}$

Далее рассмотрим практические схемы температурной стабилизации и температурной компенсации транзисторных каскадов.

## 5.2 Температурная стабилизация и компенсация каскадов

Для температурной стабилизации за основу принимают схему с фиксированным напряжением  $U_{БЭ}$ , и дополняют ее дополнительными стабилизирующими элементами. Один из вариантов термостабилизации за счет резистора  $R_Э$  приведен на рис. 5.7.

Рассмотрим принцип работы данной схемы. Допустим  $R_Э=0$  (получим схему с фиксированным  $U_{БЭ}$ ). Предположим, что произошло повышение температуры. Под этим действием увеличится ток коллектора и рабочая точка сместится из положения "О" ( $20^\circ\text{C}$ ) в положение "О<sub>1</sub>" ( $60^\circ\text{C}$ ) (см. рис.5.8).

При  $R_Э \neq 0$  через него протекает ток коллектора, зависящий от температуры, обуславливая падение напряжения на  $R_Э$ . С ростом температуры ток  $I_K$  возрастает и обуславливает потерю напряжения на  $R_Э$  полярностью "-" к эмиттеру и "+" к общей шине (точка "О").

Установим напряжение между базой и эмиттером транзистора:

$$U_{БЭ} = U_{10} - U_{R_Э}.$$

Так как  $U_{10} = \text{const}$ , а  $\Delta U_{R_Э}(t^\circ) = \Delta I_{0K}(t^\circ) \cdot R_Э$ , то получим:

$$\Delta U_{БЭ}(t^\circ) = U_{10} - \Delta U_{R_Э}(t^\circ).$$

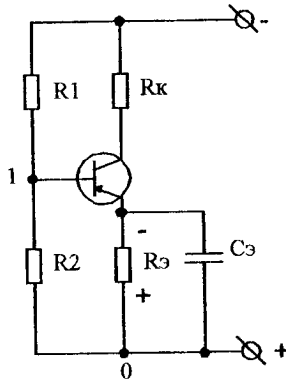


Рисунок 5.7 — Схема температурной стабилизации с помощью резистора  $R_3$

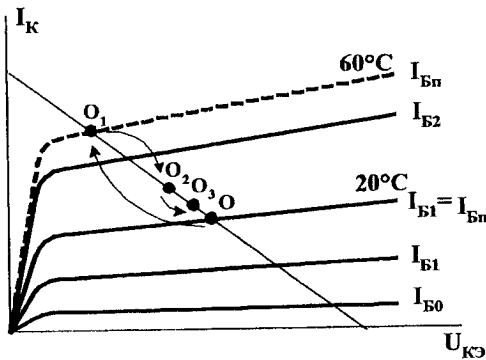


Рисунок 5.8 — Изменение положения рабочей точки при температурной стабилизации

Напряжение  $\Delta U_{БЭ}$  с увеличением температуры является запирающим для транзистора и уменьшает ток коллектора  $I_K$ . Под действием резистора  $R_3$  рабочая точка смещается вниз и занимает положение "O<sub>2</sub>" (см. рис. 5.8).

Чем больше  $R_3$  тем выше температурная стабилизация и больше смещение рабочей точки к точке "O". Однако с увеличением  $R_3$  возрастает энергопотребление каскада, требуется повышение питания  $E_K$ , поэтому рекомендуют выбирать  $R_3$  таким, чтобы потери напряжения на нем не превышали 25% от  $E_K$ .

Для того, чтобы  $R_3$  не изменяло режим работы каскада по переменному току, параллельно  $R_3$  включают емкость  $C_3$ , которая шунтирует  $R_3$  по переменному току. Величину емкости конденсатора выбирают из условия:

$$\frac{1}{\omega C_{\Phi}} \cdot (20 \div 30) = R_{\Phi}.$$

Вторым элементом термостабилизации является резистор  $R_{\Phi}$ , который в совокупности с  $C_{\Phi}$  образует также развязывающий фильтр. Такая схема приведена на рис. 5.9.

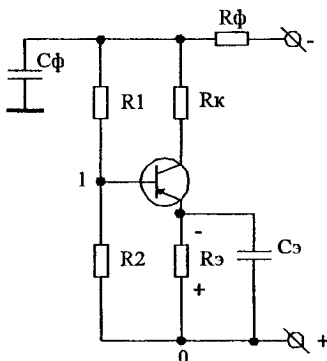


Рисунок 5.9 — Схема температурной стабилизации с резистором  $R_{\Phi}$

Для данной схемы будут справедливы следующие выражения:

$$U_{20} = E_K - U_{R_{\Phi}}, \quad U_{10} = \frac{U_{20} \cdot R_2}{R_1 + R_2}.$$

При увеличении температуры увеличивается  $I_K$ , который обуславливает увеличение падения напряжения на  $R_{\Phi}$ , что приводит к уменьшению  $U_{20}$ , и соответственно к уменьшению напряжения  $U_{10}$  и тока базы  $I_B$ , при этом рабочая точка дополнительно смещается в т.  $O_3$ , (при наличии также  $R_3$ ) (см. рис. 5.9). Чем больше  $R_{\Phi}$ , как и  $R_3$ , тем лучше температурная стабилизация каскада. Допускают падения напряжения на резисторе  $R_{\Phi}$  также порядка 20–25% от напряжения питания  $E_K$ . Для того чтобы не изменять режим работы каскада по переменному току,  $R_{\Phi}$  по аналогии, с  $R_3$ , шунтируют емкостью  $C_{\Phi}$ .

Цепочка  $R_{\Phi}$ ,  $C_{\Phi}$  также выполняет функцию развязывающего фильтра. Ее ставят для устранения явления самовозбуждения многокаскадного усилителя через общий источник питания. Емкость  $C_{\Phi}$  монтируют у каждого каскада, возможно меньшими проводами. Такие фильтры рекомендуется ставить в каждом каскаде многокаскадного усилителя.

Классическая схема температурной стабилизации транзисторных каскадов включает элементы  $R_{\Phi}$ ,  $R_3$  и делитель напряжения  $R_1$ ,  $R_2$ .

Для количественной оценки свойств схемы температурной стабилизации используют коэффициент температурной неустойчивости  $S$ :

$$S = \frac{\Delta I_{0K}(t^\circ)}{\Delta I_{K1}(t^\circ)},$$

где  $\Delta I_{0K}$  — изменение тока коллектора реального каскада в заданном диапазоне изменения  $t^\circ$ ,

$\Delta I_{K1}$  — изменение тока коллектора в заданном диапазоне температур в схеме с идеальной температурной стабилизацией.

При этом учитывается изменение тока коллектора обусловленное всеми дестабилизирующими факторами. Тогда коэффициент температурной неустойчивости (КТН)  $S$  показывает во сколько раз идеальная схема лучше реальной.

Подставив в выражение для ТКН, выражения описывающие изменения тока коллектора в обеих схемах и приняв в качестве идеальной схемы схему с ОБ (т.к. она обладает наибольшей температурной стабильностью) и, учитывая доминирующий фактор температурной неустойчивости  $\Delta I_{K0}(t^\circ)$ , после дифференцирования и преобразований получим [1]:

$$S = \frac{\Delta I_{0K}(t^\circ)}{\Delta I_{K0}(t^\circ)} = \frac{dI_{0K}(t)}{dI_{K0}(t)} = \frac{\alpha \cdot \left( 1 + \frac{R_{\mathcal{E}}}{R_1} + \frac{R_{\mathcal{E}}}{R_2} + \frac{R_{\Phi}}{R_2} + \frac{R_{\mathcal{E}} \cdot R_K}{R_1 + R_2} \right)}{1 - \alpha + \frac{R_{\mathcal{E}}}{R_1} + \frac{R_{\mathcal{E}}}{R_2} + \frac{R_{\Phi}}{R_2} + \frac{R_{\mathcal{E}} \cdot R_K}{R_1 + R_2}}. \quad (5.1)$$

Если  $R_{\mathcal{E}} = R_{\Phi} = 0$ , то из выражения (5.1) получим:

$$S = \frac{\alpha}{1 - \alpha} = \beta.$$

Следовательно, схема с ОЭ, по своей температурной стабильности, в  $\beta$  ( $\approx 30 \div 50$ ) раз хуже схемы с ОБ. Однако если  $R_{\mathcal{E}} \rightarrow \infty$  и  $R_{\Phi} \rightarrow \infty$  то  $S=1$  и схема с ОЭ по своим температурным характеристикам приближается к схеме с ОБ. При реально допустимых значениях  $R_{\Phi}$ ,  $R_{\mathcal{E}}$ ,  $R_1$  и  $R_2$ , можно получить  $S \approx 3 \div 7$ , что приемлемо к практическим каскадам усилителей.

Если необходимо обеспечить значение параметра  $S < (3 \div 4)$ , используют схемы температурной компенсации [1]. В данных схемах используются элементы сопротивление которых зависит от температуры (например, терморезисторы). Один из вариантов такой схемы приведен на рис. 5.10.

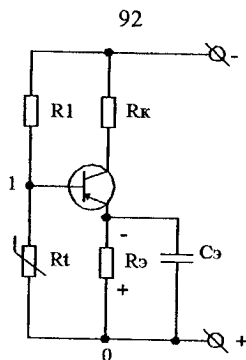


Рисунок 5.10 — Схема температурной компенсации

Температурный коэффициент сопротивления (ТКС) для резистора  $R_t$  должен быть меньше 0, для того чтобы при увеличении температуры, напряжение  $U_{10}$  уменьшалось, обеспечивая тем самым устойчивость точки покоя.

Для нахождения зависимости  $R_t$  от температуры экспериментальным путем его заменяют переменным сопротивлением и снимают зависимость  $R(t)$  в рабочем диапазоне температур, обеспечивая стойкость рабочей точки «О» по постоянному току. После этого выбирают  $R_t$  с соответствующей зависимостью по справочнику.

Терморезистор можно также ставить и вместо  $R_E$ , однако ТКС при этом должен быть больше 0.

### 5.3 Причины нелинейных искажений

Под нелинейными искажениями понимают изменение формы выходного сигнала относительно формы входного сигнала. Изменения формы сигнала обусловлены нелинейностью входных и выходных характеристик транзистора. Степень искажения оценивают коэффициентом нелинейных искажений  $\gamma$ . Для его определения используют сквозную характеристику каскада [1,3], которая представляет собой зависимость выходного тока от входной Э.Д.С., включающую нелинейность входных и выходных характеристик:

$$I_{Вых} = f(E_{Вх}). \quad (5.2)$$

Характерный вид сквозной характеристики (5.2) представлен на рис. 5.11. При синусоидальной Э.Д.С.  $E_{Вх}$  ток коллектора изменяется по несинусоидальному закону и характеризуется заостренной верхней и уплощенной нижней полуволнами (см. рис.5.11).

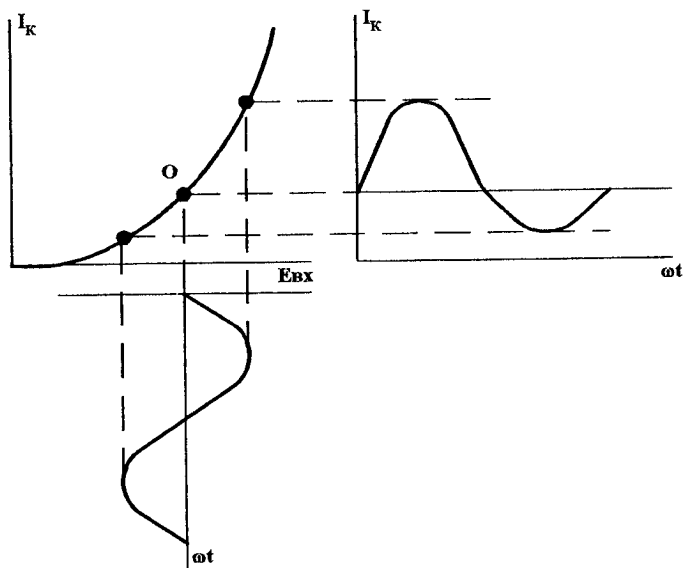


Рисунок 5.11 — Сквозная характеристика каскада

Несинусоидальный ток коллектора, являющийся выходным током  $I_{Вых}$ , можно разложить в ряд Фурье:

$$I_{Вых} = I_K = I_{0K} + I_{m1} \cdot \sin(\omega t + \varphi_1) + \dots + I_{mn} \cdot \sin(n\omega t + \varphi_n).$$

В спектре выходного тока полезной является только первая гармоника, совпадающая с частотой  $E_{Вх}$ , остальные гармоники представляют нелинейные искажения, так как их нет во входном сигнале. Коэффициенты искажений по гармоникам определяются из выражений:

$$\gamma_2 = \frac{I_{m2}}{I_{m1}} \cdot 100\%, \quad \gamma_3 = \frac{I_{m3}}{I_{m1}} \cdot 100\%, \quad \gamma_4 = \frac{I_{m4}}{I_{m1}} \cdot 100\%. \quad (5.3)$$

Для инженерных расчетов достаточной считают погрешность порядка 10%, что позволяет ограничить ряд Фурье при разложении четырьмя гармониками. Тогда общий коэффициент нелинейных искажений определяется в виде:

$$\gamma_{Общ} = \sqrt{\gamma_2^2 + \gamma_3^2 + \gamma_4^2}. \quad (5.4)$$

При проектировании усилительного каскада задаётся  $\gamma_{Общ}$  и требуется обеспечить, чтобы искажения в усилителе не превышали заданные.

Нелинейные искажения определяются следующими основными причинами и факторами:

- заданным значением входного напряжения (или Э.Д.С.  $E_{Вх}$ );
- нелинейностью входных ВАХ транзистора;
- отношением внутреннего сопротивления источника входного сигнала ко входному сопротивлению усилителя  $\frac{R_{Вн.}}{R_{Вх.Ус}}$ ;
- нелинейностью выходных характеристик транзистора;
- схемой включения транзистора.

Рассмотрим приведенные в [1] зависимости коэффициента искажений  $\gamma_{Общ}$  от аргумента  $\frac{R_{Вн.}}{R_{Вх.Ус}}$ , для различных схем включения транзистора. Эти зависимости приведены на рис. 5.12.

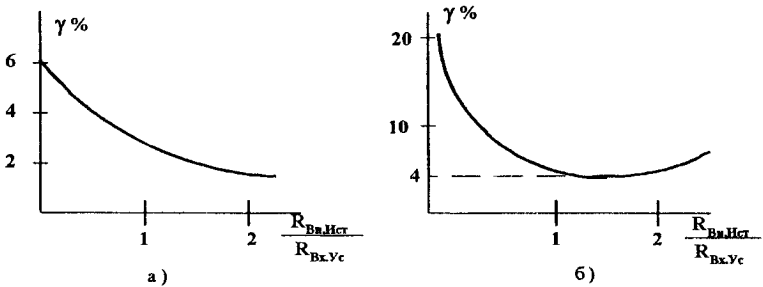


Рисунок 5.12 — Зависимости  $\gamma_{Общ}$  от отношения  $\frac{R_{Вн.}}{R_{Вх.Ус}}$

(а — для схемы с ОБ, б — для схемы с ОЭ)

Как видно из рис. 5.12, при увеличении отношения  $\frac{R_{Вн.}}{R_{Вх.Ус}}$ , уменьшается коэффициент искажений, что обусловлено линеаризацией входных характеристик транзистора  $R_{Вн.}$ . Для схемы с ОЭ отношение  $\frac{R_{Вн.}}{R_{Вх.Ус}}$  не должно превышать 1.5, так как дальнейшее его увеличение увеличивает искажения. Для схемы с ОБ такого ограничения нет, однако при  $\frac{R_{Вн.}}{R_{Вх.Ус}} > 2$  искажения уменьшаются незначительно, увеличение этого отношения приводит к уменьшению  $U_{Вх}$  относительно  $E_{Вх.}$ , поэтому его обычно принимают равным  $1 \div 1.5$ .

Анализ основных причин искажений позволяет сделать следующие выводы:

- нелинейные искажения существенно растут с увеличением входной Е.Д.С.;
- схема усилителя с ОБ обеспечивает меньшие искажения в сравнении со схемой с ОЭ;
- нелинейность выходных ВАХ транзисторов не существенно влияет на искажения;
- увеличение соотношения  $R_{вн}/R_{вх_{уС}}$  расширяет линейность входных ВАХ транзистора и уменьшает нелинейные искажения.

#### 5.4 Входные динамические характеристики транзисторов.

##### Сквозная характеристика каскада

Нагрузкой транзистора по постоянному току является сопротивление  $R_K$ , которое определяет наклон нагрузочной линии по постоянному току. При работе по переменному току транзистор оказывается нагружен на меньшее эквивалентное сопротивление  $R_{Экв} = R_K \parallel R_H$ . Так как  $R_{Экв} < R_K$  то наклон нагрузочной линии по переменному току более крутой. Положения нагрузочных линий на выходных характеристиках транзистора показаны на рис. 5.13.

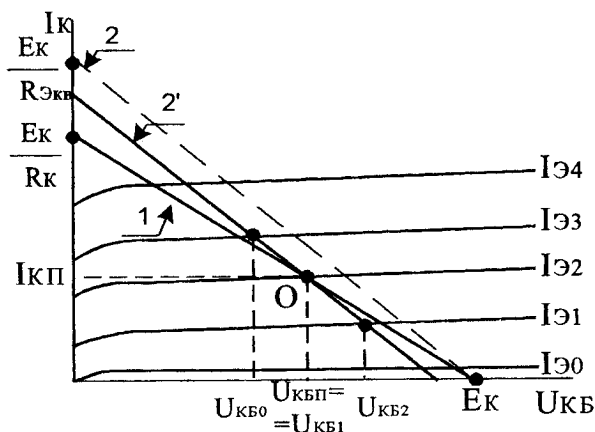


Рисунок 5.13 — Нагрузочные линии по переменному и постоянному токам на выходных ВАХ транзистора, включенного по схеме с ОБ

Здесь (1) — нагрузочная линия по постоянному току, (2) — определяет угол наклона нагрузочной линии по переменному току. Поскольку транзистор



работает в линейном режиме с учетом принципа суперпозиции, нагрузочную линию по переменному току необходимо перенести в точку покоя (линия (2')) (см. рис. 5.13).

Связи между входными и выходными параметрами ( $I_{Э}$  с  $I_K$ ,  $U_{КБ}$ ) осуществляют по нагрузочной линии 2'. В связи с этим нужно строить динамические входные характеристики, которые учитывают изменение выходного напряжения от изменения входного тока. Результаты построения динамической входной характеристики для схемы с ОБ приведены на рис. 5.14. Они осуществлены путём переноса соответствующих точек нагрузочной линии по переменному току, с выходных ВАХ транзистора на входные. Как видно из рис. 5.14 динамическая входная характеристика для схемы с ОБ более линейна, чем статические характеристики, поэтому схема с ОБ обладает минимальными искажениями.

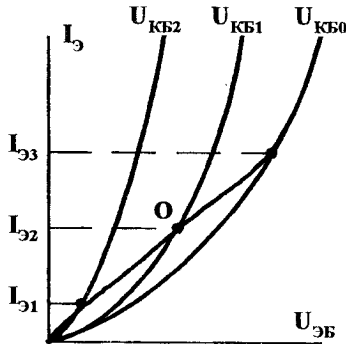


Рисунок 5.14 — Динамическая входная характеристика для схемы с ОБ

Аналогично построим динамическую входную характеристику для схемы с ОЭ (см. рис. 5.15). Из рисунка следует, что динамическая входная характеристика для схемы с ОЭ более нелинейна, чем статические, это означает, что схема с ОЭ имеет большие нелинейные искажения, чем схема с ОБ.

Рассмотрим методику построения сквозной характеристики каскада, учитывающую нелинейность входных и выходных ВАХ. Усилитель может работать с источником Э.Д.С. и источником тока. Для установления связей между входным током и Э.Д.С. с выходным током  $I_K$  выполним построения, приведенные на рис. 5.16.

В первом квадранте расположены выходные характеристики транзистора с нагрузочной линией по переменному току (2') проходящей через рабочую

точку по постоянному току "О". Во втором квадранте строят переходную характеристику (1) каскада, связывающую входной ток ( $I_3$ ) с выходным током ( $I_K$ ) через точки пересечения нагрузочной линии с выходными характеристиками транзистора.

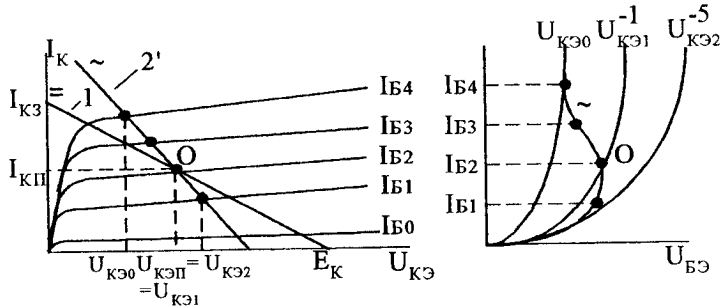


Рисунок 5.15 — Динамическая входная характеристика для схемы с ОЭ и фрагменты ее построения

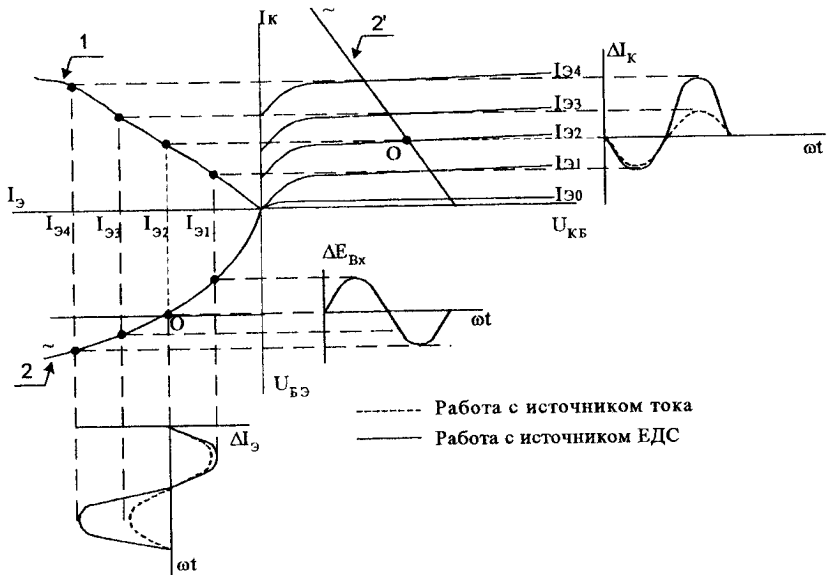


Рисунок 5.16 — Оценка нелинейных искажений усилителя при работе с источником ЭДС и источником тока

Динамическую выходную характеристику строят в третьем квадранте (2). На ней однозначно определяется рабочая точка "О".

Если на вход поступает синусоида от источника тока  $\Delta I_{\Sigma}(\omega t)$ , то нелинейность входной динамической характеристики не влияет на форму выходного тока. При этом имеет место нелинейность переходной (1) характеристики и ток коллектора почти синусоидален.

В случае работы с источником Э.Д.С.  $\Delta E_{Bx}(\omega t)$ , получим существенно большие искажения, так как при переходе от  $\Delta E_{Bx}$  к  $\Delta I_{\Sigma}$  сказывается нелинейность входной динамической характеристики, и осциллограмма  $\Delta I_K$  получается более несинусоидальная. При работе с источником ЭДС ( $R_{Bн.Ист} \rightarrow 0$ , следовательно, нагрузочная линия на входных ВАХ параллельна оси  $I_{\Sigma}$ ), из-за нелинейности динамической входной характеристики происходит искажения формы входного тока, а следовательно резкие искажения выходного тока (см. рис.5.16).

В случае работы с источником тока ( $R_{Bн.Ист} \rightarrow \infty$ ), входной ток не искажается, а следовательно обеспечиваются минимальные искажения выходного тока.

В реальных усилителях имеет место промежуточный вариант ( $R_{Bн.Ист} \neq 0$  конечная величина), угол наклона нагрузочной линии на входных ВАХ определяется  $R_{Bн}$ . (см. рис. 5.17). При изменении  $\Delta E_{Bx}(\omega t)$  нагрузочная линия перемещается параллельно самой себе, обуславливая осциллограмму выходного тока  $I_K$ . Нелинейные искажения имеют место и по величине находятся между двумя рассмотренными ранее случаями.

В реальных схемах всегда имеет место  $R_{Bx} \neq 0$ , т.е. последний рассмотренный вариант. Увязывая  $E_{Bx}$  и  $I_K$ , получают сквозную характеристику транзисторного каскада, при этом нужно брать абсолютные значения  $E_{Bx}$  и  $I_K$ . Вид этой характеристики приведен на рис. 5.17 (б).

По заданному входному сигналу относительно точки "О" по методу 5<sup>II</sup> ординат (см. раздел 5.5) определяют искажения.

## 5.5 Методы расчета нелинейных искажений

Для расчета нелинейных искажений используют 2 метода:

- в режимах, близких к линейному (режим класса "А"), применяют метод 5-и ординат;
- в нелинейном режиме (режим класса "В" и "АВ") применяют метод углов отсечек.

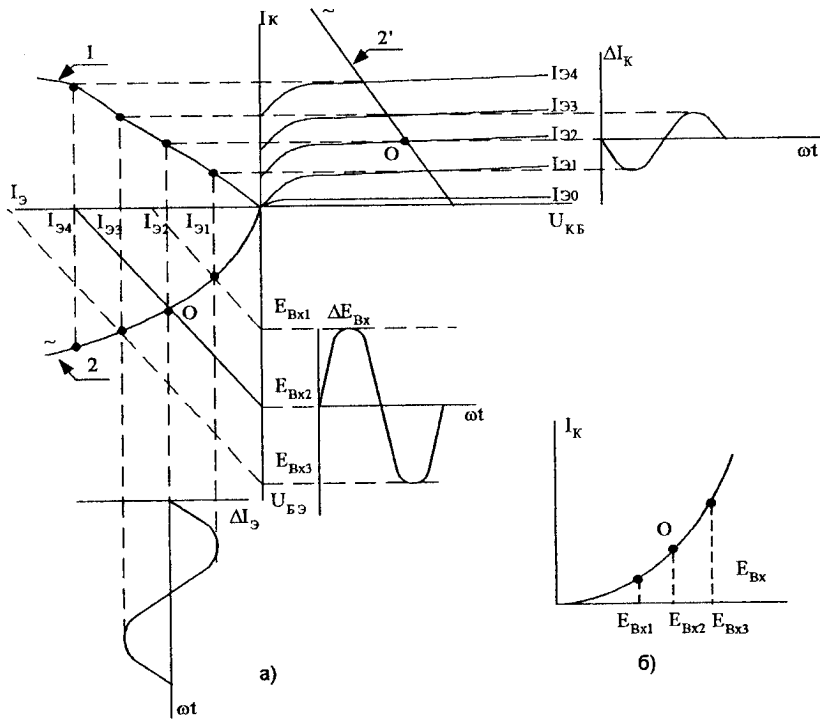


Рисунок 5.17 — Искажения усилителя при работе с реальным источником

Рассмотрим метод 5-й ординат [1]:

Зависимость тока коллектора от входного напряжения определяется сквозной характеристикой. Из-за искажений, при синусоидальном входном напряжении, получим несинусоидальный ток коллектора, который можно представить рядом Тейлора:

$$I_K = I_{0K} + \frac{\partial I_K}{\partial E_{Bx}} \cdot \Delta E_{Bx} + \frac{1}{2!} \cdot \frac{\partial^2 I_K}{\partial E_{Bx}^2} \cdot \Delta E_{Bx}^2 + \dots = I_{0K} + a_1 \cdot \Delta E_{Bx} + a_2 \cdot \Delta E_{Bx}^2 + \dots$$

$$\text{где } a_i = \frac{1}{i!} \cdot \frac{\partial^i I_K}{\partial E_{Bx}^i}.$$

Для  $\Delta E_{Bx} = E_{Bx.m} \cdot \sin \omega t$  получим:

$$I_K = I_{0K} + a_1 \cdot E_{Bx.m} \cdot \sin \omega t + a_2 \cdot E_{Bx.m}^2 \cdot \sin^2 \omega t + a_3 \cdot E_{Bx.m}^3 \cdot \sin^3 \omega t + \dots$$

Преобразовав функции  $\sin^n \omega t \rightarrow \sin(n\omega t)$ , получим:

$$I_K = I_{0K} + \Delta I_K + I_{m1} \cdot \sin \omega t + I_{m2} \sin 2\omega t + I_{m3} \sin 3\omega t + \dots$$

Для того, чтобы рассчитать нелинейные искажения с погрешностью  $5 \pm 10\%$ , достаточно определить 4 гармоники и  $\Delta I_K$ . Для нахождения пяти неизвестных величин  $I_{m1}$ ,  $I_{m2}$ ,  $I_{m3}$ ,  $I_{m4}$  и  $\Delta I_K$ , необходимо получить систему из пяти уравнений. Для этого на сквозной характеристике, задаваясь 5-ю значениями  $\omega t$ , получим значения 5-и известных ординат:

- 1)  $\omega t = 0 \rightarrow \Delta E_{Bx} = 0$ , ордината  $\rightarrow I_{0K}$ ;
- 2)  $\omega t = \frac{\pi}{2} \rightarrow \Delta E_{Bx} = E_m$ , ордината  $\rightarrow I_{\max K}$ ;
- 3)  $\omega t = \frac{3\pi}{2} \rightarrow \Delta E_{Bx} = -E_m$ , ордината  $\rightarrow I_{\min K}$ ;
- 4)  $\omega t = \frac{7\pi}{6} \rightarrow \Delta E_{Bx} = -\frac{E_m}{2}$ , ордината  $\rightarrow I_{-\frac{1}{2}}$ ;
- 5)  $\omega t = \frac{\pi}{6} \rightarrow \Delta E_{Bx} = \frac{E_m}{2}$ , ордината  $\rightarrow I_{\frac{1}{2}}$ .

Графически это представлено на рис. 5.18.

По полученным значениям 5-и ординат после решения системы уравнений определим  $I_{m1}$ ,  $I_{m2}$ ,  $I_{m3}$ ,  $I_{m4}$  и  $\Delta I_{0K}$ :

$$I_{m1} = \frac{I_{\max} - I_{\min} + I_{\frac{1}{2}} - I_{-\frac{1}{2}}}{3}; \quad (5.5)$$

$$I_{m2} = \frac{I_{\max} + I_{\min} - 2I_{0K}}{4}; \quad (5.6)$$

$$I_{m3} = \frac{I_{\max} - I_{\min} - \left( I_{\frac{1}{2}} - I_{-\frac{1}{2}} \right)}{6}; \quad (5.7)$$

$$I_{m4} = \frac{I_{\max} + I_{\min} - 4 \left( I_{\frac{1}{2}} + I_{-\frac{1}{2}} \right) + 6I_{0K}}{12}; \quad (5.8)$$

$$\Delta I_{0K} = \frac{I_{\max} + I_{\min} + 2 \left( I_{\frac{1}{2}} - I_{-\frac{1}{2}} \right) - 6I_{0K}}{6}; \quad (5.9)$$

здесь  $\Delta I_{0K}$  — прибавка к постоянной составляющей  $I_{0K}$ , обусловленная четными гармониками. При работе в классе "А" она не должна превышать величины  $0.1 \cdot I_{0K}$ .

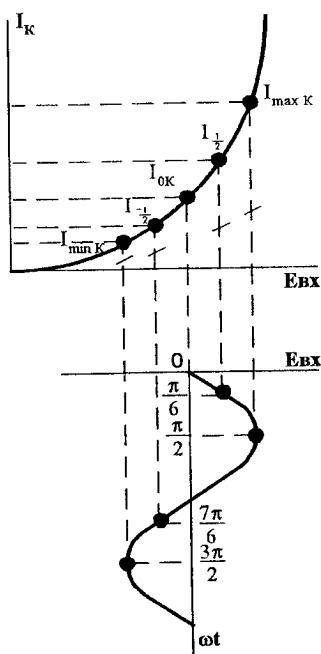


Рисунок 5.18 — Определение 5-й ординат.

Затем рассчитываются коэффициенты нелинейных искажений из выражений 5.3 и 5.4:

$$\gamma_2 = \frac{I_{m2}}{I_{m1}} \cdot 100\%, \quad \gamma_3 = \frac{I_{m3}}{I_{m1}} \cdot 100\%, \quad \gamma_4 = \frac{I_{m4}}{I_{m1}} \cdot 100\%.$$

$$\text{и } \gamma_{\text{Общ}} = \sqrt{\gamma_2^2 + \gamma_3^2 + \gamma_4^2}.$$

**Закключение:**

Для расчета нелинейных искажений необходимо:

- рассчитать режим работы каскада по постоянному току, и определить угол наклона нагрузочной линии по переменному току;
- на основании выходных ВАХ и нагрузочной линии по переменному току, построить переходную характеристику во втором квадранте;
- в третьем квадранте на входных ВАХ построить динамическую входную характеристику;

- на основании динамической входной и переходной характеристик строится сквозная характеристика (для конкретного  $R_{Вн.Ист}$ );
- по сквозной характеристике и заданному  $E_{Вх}$  (при его значениях  $+E_m$ ,  $-E_m$ ,  $+\frac{E_m}{2}$ ,  $-\frac{E_m}{2}$  и 0) установить конкретные значения 5-и ординат ( $I_{max}$ ,  $I_{min}$ ,  $I_{0К}$ ,  $I_{\frac{1}{2}}$  и  $I_{-\frac{1}{2}}$ ) и по формулам 5.5–5.9 рассчитать амплитуды гармоник тока коллектора;
- определяют коэффициенты искажений каждой гармоники (до 4-ой) и общий коэффициент искажения. Если  $\gamma_{Общ} \leq \gamma_{Зад}$  расчет окончен, иначе применяют меры для понижения коэффициента искажений (увеличивают  $R_{Вн.Ист}$ , выбирают другой транзистор или смещают рабочую точку на более линейный участок ВАХ).

### Вопросы к разделу 5

1. Назовите основные причины температурной нестабильности транзисторных каскадов на германиевых и кремниевых транзисторах, в чем отличие схем с фиксированным током базы и с фиксированным напряжением база-эмиттер?
2. Объясните работу схем температурной стабилизации и компенсации транзисторных каскадов, физический смысл коэффициента температурной нестабильности.
3. Перечислите основные причины нелинейных искажений транзисторных каскадов.
4. Опишите методики построения входных динамических характеристик транзисторных каскадов с ОЭ и ОБ.
5. Постройте сквозную характеристику транзисторного каскада и рассмотрите особенности его работы с источниками тока, ЭДС и реальным источником сигнала.
6. Поясните сущность метода пяти ординат для определения нелинейных искажений транзисторных каскадов и правило его использования.

## Раздел 6 ОБРАТНЫЕ СВЯЗИ В УСИЛИТЕЛЯХ

### 6.1 Общие понятия и классификация обратных связей

Обратные связи являются мощным средством для управления характеристиками усилителей. Они изменяют коэффициент усиления, уровень собственных шумов, частотные и фазовые характеристики, нелинейные искажения и т.п. Следовательно, изменяются все характеристики и параметры усилителей [1,3,13].

Звеном обратной связи (ОС) называют устройство, с помощью которого часть выходного напряжения передают на вход усилителя. Обратные связи могут быть действительными (частотно-независимыми) или комплексными (частотно-зависимыми).

Обратные связи классифицируют по нескольким видам:

- По способу подключения звена ОС к выходу усилителя:
  - параллельная ОС (по напряжению);
  - последовательная ОС (по току).
- По способу подключения звена ОС ко входу усилителя:
  - ОС со сложением напряжений;
  - ОС со сложением токов.
- Различают положительную и отрицательную ОС.
- Обратная связь может быть частотно-зависимой и частотно-независимой, амплитудно-зависимой (с применением инерционно-нелинейных элементов) и амплитудно-независимой.

На рис. 6.1 представлена структурная схема усилителя с ОС по напряжению со сложением напряжений, а на рис. 6.2 — с ОС по току со сложением токов.

Напряжение на входе звена ОС ( $U_{56}$ ) пропорционально напряжению нагрузки (Рис. 6.1) и току нагрузки ( $\dot{U}_{56} = \dot{I}_H \cdot R_H$ ) для второй структуры (см. Рис. 6.2).

Если напряжение на входе усилителя  $\dot{U}_{12} = \dot{U}_{Bx} + \dot{U}_{OC}$ , то такую ОС называют обратной связью со сложением напряжений (Рис. 6.1), если  $\dot{I}_{12} = \dot{I}_{Bx} + \dot{I}_{OC}$  — то такую ОС называют обратной связью со сложением токов (Рис. 6.2).

ОС является положительной, если входное напряжение и напряжение ОС синфазны и отрицательной, если входное напряжение и напряжение ОС противофазны.

В зависимости от внутренней структуры звена ОС ( $\beta$ ), она может быть частотно-зависимой (-независимой) или амплитудно-зависимой (-независимой).



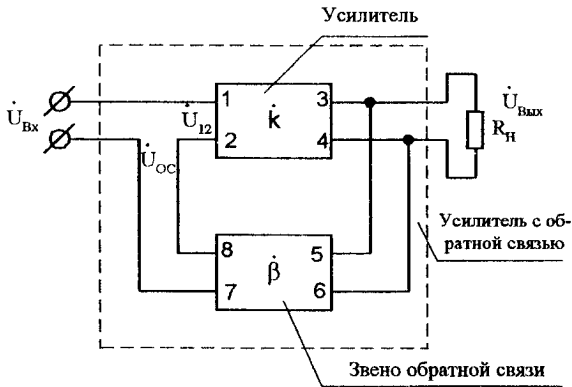


Рисунок 6.1 — Структурная схема усилителя с ОС по напряжению со сложением напряжений

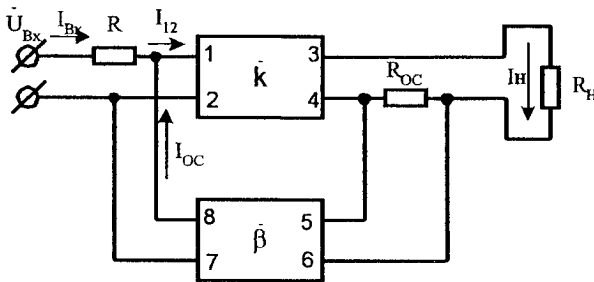


Рисунок 6.2 — Структурная схема усилителя с ОС по току со сложением токов

Для построения усилителей используют только отрицательные обратные связи, т.к. они улучшают и стабилизируют их основные характеристики и параметры.

## 6.2 Влияние обратной связи на основные параметры усилителя

Рассмотрим влияние обратных связей на основные параметры усилителя:

### *Влияние обратной связи на величину коэффициента усиления усилителя.*

Определим коэффициент усиления усилителя с обратной связью  $k_\beta$  через коэффициент усиления усилителя без обратной связи  $k$  и коэффициент передачи звена обратной связи  $\beta$ . Выходное напряжение усилителя

$$\dot{U}_{\text{Вых}} = \dot{U}_{34} = \dot{U}_{56} \text{ (см. рис. 6.1).}$$

Соответственно напряжение на выходе звена ОС будет равно  $\dot{U}_{78} = \dot{U}_{34} \cdot \dot{\beta}$ .

Следовательно, можно записать для случая положительной ОС:

$$\dot{U}_{12} = \dot{U}_{\text{Вх}} + \dot{U}_{78} = \dot{U}_{\text{Вх}} + \dot{U}_{34} \cdot \dot{\beta}.$$

Отсюда следует, что выходное напряжение усилителя с учетом ОС:

$$\dot{U}_{\text{Вых}} = (\dot{U}_{\text{Вх}} + \dot{U}_{\text{Вых}} \cdot \dot{\beta}) \cdot \dot{k}.$$

Разделив последнее выражение на  $\dot{U}_{\text{Вх}}$ , получим коэффициент усиления усилителя с учетом ОС:

$$\dot{k}_{\beta} = \frac{\dot{U}_{\text{Вых}}}{\dot{U}_{\text{Вх}}} = (1 + \dot{\beta} \cdot \dot{k}_{\beta}) \cdot \dot{k}.$$

Из полученного выражения определяется коэффициент усиления усилителя с ОС:

$$\dot{k}_{\beta} = \frac{\dot{k}}{(1 - \dot{\beta} \cdot \dot{k})},$$

где  $(1 - \dot{\beta} \cdot \dot{k})$  — фактор обратной связи.

Для отрицательной ОС фактор обратной связи будет  $(1 + \dot{\beta} \cdot \dot{k})$ , с учетом этого можно сделать вывод, что отрицательная ОС уменьшает коэффициент усиления усилителя, т.к.  $(1 + \dot{\beta} \cdot \dot{k}) > 1$ .

Следовательно, отрицательная ОС уменьшает коэффициент усиления усилителя в  $(1 + \dot{\beta} \cdot \dot{k})$  раз, положительная — увеличивает.

### ***Влияние обратной связи на стабильность коэффициента усиления усилителя.***

Пусть модуль коэффициента усиления усилителя без ОС равен  $k$ . Под действием дестабилизирующих факторов он изменяется на величину  $\Delta k$ . Соответственно для усилителя с ОС модуль коэффициента усиления будет равен  $k_{\beta}$  и его изменение под действием тех же дестабилизирующих факторов  $\Delta k_{\beta}$ .

Нестабильности модулей коэффициентов усиления усилителей соответственно будут определяться отношениями:

$$\frac{\Delta k}{k} \text{ — для усилителя без ОС; } \quad \frac{\Delta k_{\beta}}{k_{\beta}} \text{ — для усилителя с ОС.}$$

Установим зависимость между этими отношениями. Для этого возьмем производную:

$$\frac{dk_{\beta}}{dk} = \frac{d\left(\frac{k}{1-\beta \cdot k}\right)}{dk}$$

После преобразований получим:

$$\frac{dk_{\beta}}{dk} = \frac{k_{\beta}}{(1-\beta \cdot k) \cdot k}.$$

Поделив обе части равенства на  $k_{\beta}$  и умножив на  $dk$ , получим:

$$\frac{dk_{\beta}}{k_{\beta}} = \frac{1}{(1-\beta \cdot k)} \cdot \frac{dk}{k}.$$

Исходя из этого, переходя от бесконечно малых приращений к конечным, получим:

$$\frac{\Delta k_{\beta}}{k_{\beta}} = \frac{1}{(1 \mp \beta \cdot k)} \cdot \frac{\Delta k}{k}.$$

Следовательно, при положительной ОС нестабильность коэффициента усиления усилителя с ОС увеличивается, а при отрицательной ОС — уменьшается в фактор обратной связи раз. Применяя глубокие ОС можно обеспечить очень высокую стабильность коэффициента усиления усилителя.

### *Влияние обратной связи на уровень собственных шумов.*

Для оценки влияния ОС на уровень собственных шумов воспользуемся структурной схемой приведенной на рис. 6.3:

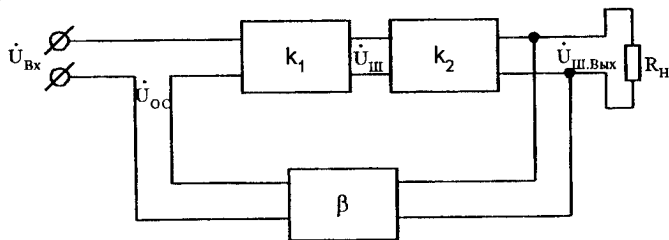


Рисунок 6.3 — Структурная схема усилителя для оценки влияния ОС на уровень собственных шумов

Пусть обратная связь усиливает шумы всех каскадов усилителя, кроме первого. На входе второго каскада возникает напряжение собственных шумов  $\dot{U}_{ш}$ . Следовательно, при отсутствии ОС для двухкаскадного усилителя напряжение шума на выходе усилителя будет равно:

$$\dot{U}_{ш.Вых} = \dot{U}_{ш} \cdot k_2.$$

При введении ОС, для этого же напряжения  $\dot{U}_{ш}$  получим следующее выражение:

$$\dot{U}_{ш.Вых\beta} = \frac{\dot{U}_{ш} \cdot k_2}{1 - \beta \cdot k_1 \cdot k_2}.$$

Взяв отношение шумов на выходе усилителя с обратной связью и без неё, получим:

$$\frac{\dot{U}_{ш.Вых\beta}}{\dot{U}_{ш.Вых}} = \frac{\dot{U}_{ш} \cdot k_2}{(1 - \beta \cdot k_1 \cdot k_2) \cdot \dot{U}_{ш} \cdot k_2} = \frac{1}{1 \mp \beta \cdot k_1 \cdot k_2}.$$

Как следует из полученного выражения, отрицательная ОС уменьшает уровень собственных шумов в фактор обратной связи раз, а положительная — увеличивает. Следовательно, применение глубоких отрицательных ОС существенно повышает чувствительность усилителей, при этом в качестве первого каскада применяют специальные низкошумящие усилительные каскады.

### ***Влияние обратной связи на нелинейные искажения усилителей.***

Нелинейные искажения, как правило, возникают в оконечных и предоконечных каскадах усилителей и по природе их возникновения их можно рассматривать как собственные шумы каскада. Следовательно, можно утверждать, что для отрицательной ОС

$$\gamma_{\beta} = \frac{\gamma}{1 + \beta \cdot k},$$

где  $\gamma_{\beta}$  и  $\gamma$  — нелинейные искажения усилителя (каскада) с обратной связью и без обратной связи соответственно. Значит, применение отрицательной обратной связи позволяет также существенно уменьшить нелинейные искажения усилителей. Это особенно существенно для усилителей мощности, где уровень искажений довольно велик.

### ***Влияние обратной связи на фазовые характеристики усилителей.***

Пусть между входным и выходным сигналами усилителей имеет место фазовый сдвиг искажений  $\varphi$  (см. рис. 6.4 а.). При введении ОС фазовый сдвиг искажений между этими сигналами  $\varphi_{\beta}$ . На основании векторных диаграмм приведенных на рис. 6.4 а, б, в, можно утверждать, что отрицательная связь уменьшает фазовые искажения усилителя, а положительная — увеличивает.

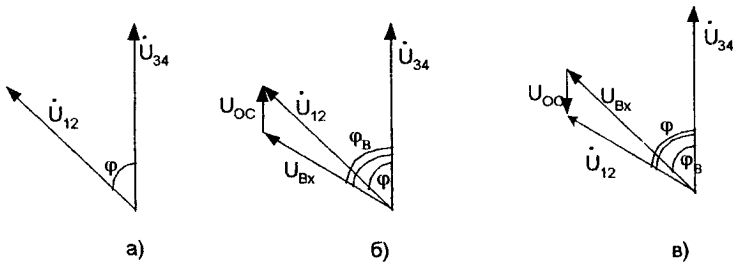


Рисунок 6.4 — Фазовые искажения усилителей с ОС  
 а) — без ОС; б) — положительная ОС; в) — отрицательная ОС

### 6.3 Влияние обратной связи на входное и выходное сопротивление усилителя

На величину выходного сопротивления усилителей влияет способ подключения звена ОС к выходу усилителя. Рассмотрим отдельно влияние ОС по напряжению (параллельной) и току (последовательной).

#### Обратная связь по напряжению.

В случае если усилитель не охвачен ОС, его можно представить моделью приведенной на рис. 6.5.

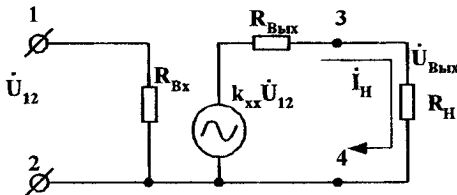


Рисунок 6.5 — Модель усилителя без ОС

В этом случае напряжение  $U_{34}$  определяется следующим выражением:

$$\dot{U}_{34} = \dot{I}_H \cdot R_H$$

Если усилитель охвачен ОС, по структуре показанной на рис. 6.1, то напряжение  $\dot{U}_{78}$  будет определяться следующим образом:

$$\dot{U}_{78} = \dot{U}_{34} \cdot \beta = \dot{I}_H \cdot R_H \cdot \beta.$$

В этом случае напряжение  $\dot{U}_{12}$  уже не будет равно входному напряжению, и определится суммой входного напряжения и напряжения на выходе звена ОС.

$$\dot{U}_{12} = \dot{U}_{Bx} + \dot{U}_{78} = \dot{U}_{Bx} + \dot{i}_H \cdot R_H \cdot \beta.$$

Исходя из схемы, приведенной на рис. 6.5, ток нагрузки можно найти из выражения:

$$\dot{i}_H = \frac{k_{XX} \cdot \dot{U}_{12}}{R_{B_{вых}} + R_H}. \quad (6.1)$$

Подставив в выражение (6.1), формулу для определения  $\dot{U}_{12}$  усилителя охваченного ОС и сделав некоторые преобразования, получим:

$$\dot{i}_H = \frac{\frac{k_{XX}}{1 - k_{XX} \cdot \beta} \cdot \dot{U}_{Bx}}{\frac{R_{B_{вых}}}{1 - k_{XX} \cdot \beta} + R_H}. \quad (6.2)$$

С учетом выражения (6.2) можно синтезировать модель усилителя охваченного ОС по напряжению (см. рис. 6.6).

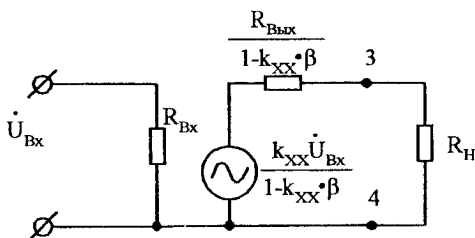


Рисунок 6.6 — Модель усилителя охваченного ОС по напряжению

Исходя из выражения (6.2), первое слагаемое знаменателя представляет собой выходное сопротивление усилителя охваченного положительной ОС по напряжению:

$$R_{B_{вых}} \beta = \frac{R_{B_{вых}}}{1 - k_{XX} \cdot \beta}.$$

Для отрицательной ОС по напряжению соответственно получим:

$$R_{B_{вых}} \beta = \frac{R_{B_{вых}}}{1 + k_{XX} \cdot \beta}. \quad (6.3)$$

Следовательно, отрицательная ОС уменьшает выходное сопротивление усилителя в фактор ОС раз. Наглядно влияние ОС на выходное сопротивление усилителя, можно показать на нагрузочных характеристиках (см. рис. 6.7). Отрицательная обратная связь по напряжению обуславливает более жесткую нагрузочную характеристику усилителя, приближая его к источнику Э.Д.С.

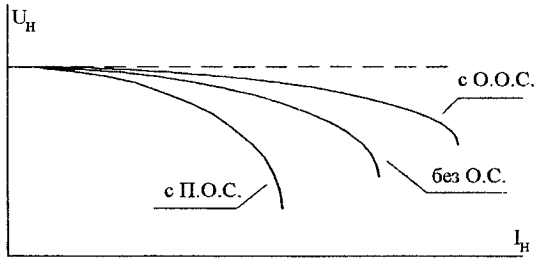


Рисунок 6.7 — Нагрузочные характеристики усилителя, демонстрирующие влияние ОС по напряжению на его выходное сопротивление

### Обратная связь по току.

Для рассмотрения этого варианта воспользуемся схемой приведенной на рис. 6.2. С учетом этого, модель усилителя с разомкнутой ОС будет иметь вид, приведенный на рис. 6.8.

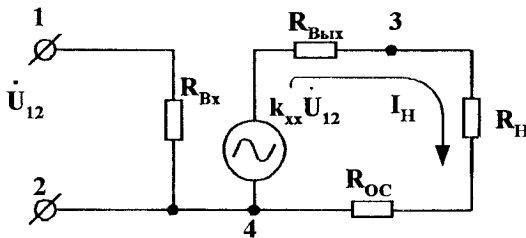


Рисунок 6.8 — Модель усилителя, при разомкнутой ОС по току (без ОС)

Для оценки выходного сопротивления проведем анализ аналогично предыдущему варианту. Напряжение на выходе звена ОС определится выражением:

$$\dot{U}_{78} = \dot{U}_{56} \cdot \beta = \dot{I}_H \cdot R_{OC} \cdot \beta.$$

Исходя из этого, напряжение  $\dot{U}_{12}$  будет равно:

$$\dot{U}_{12} = \dot{U}_{Bx} + \dot{U}_{78} = \dot{U}_{Bx} + \dot{I}_H \cdot R_{OC} \cdot \beta.$$

Соответственно, получим выражения для тока нагрузки усилителя без ОС:

$$\dot{I}_H = \frac{k_{XX} \cdot \dot{U}_{12}}{R_{Bвых} + R_H} = \frac{k_{XX} \cdot \dot{U}_{Bx}}{R_{Bвых} + R_H},$$

т.к.  $\dot{U}_{12} = \dot{U}_{Bx}$ .

Для усилителя охваченного ОС, получим аналогично:

$$i_H = \frac{k_{XX} \cdot \dot{U}_{Bx}}{R_{B_{yx}} + R_{OC} \cdot (1 - k_{XX} \cdot \beta)},$$

где  $\dot{U}_{12} = \dot{U}_{Bx} + \dot{U}_{78}$ .

Исходя из полученного выражения, по аналогии с предыдущим случаем, первое и второе слагаемое знаменателя представляют собой выходное сопротивление усилителя:

$$R_{B_{yx} \beta} = R_{B_{yx}} + R_{OC} \cdot (1 - k_{XX} \cdot \beta).$$

Для отрицательной ОС по току получим:

$$R_{B_{yx} \beta} = R_{B_{yx}} + R_{OC} \cdot (1 + k_{XX} \cdot \beta). \quad (6.4)$$

Следовательно, отрицательная ОС по току увеличивает выходное сопротивление усилителя. Интерпретация этой ОС нагрузочной характеристикой представлена на рис. 6.9. Отрицательная ОС по току обуславливает более мягкую нагрузочную характеристику, приближая его выходную цепь к источнику тока.

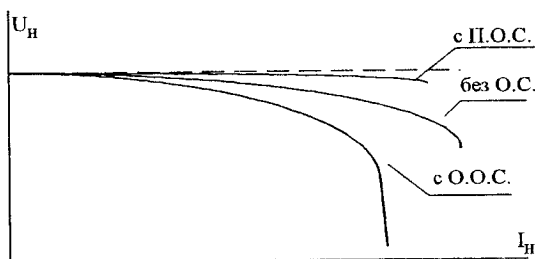


Рисунок 6.9 — Нагрузочные характеристики, демонстрирующие влияние ОС по току на выходное сопротивление усилителя

Выводы: Отрицательная ОС по напряжению (параллельная) уменьшает выходное сопротивление усилителя, приближая его к источнику Э.Д.С., а отрицательная ОС по току (последовательная) — увеличивает выходное сопротивление усилителя, приближая его к источнику тока.

Рассмотрим влияние ОС на входное сопротивление усилителя. В этом случае определяющим фактором является способ подключения звена ОС ко входу усилителя. Рассмотрим отдельно каждый из вариантов.

#### **ОС со сложением напряжений.**

Для определения этого влияния воспользуемся схемой приведенной на рис. 6.1. Для этой структуры можно записать:



$$\dot{U}_{34} = \dot{U}_{Bx} \cdot k.$$

Напряжение на выходе звена ОС:

$$\dot{U}_{78} = \dot{U}_{34} \cdot \beta = \dot{U}_{Bx} \cdot k \beta \cdot \beta$$

Следовательно, напряжение  $\dot{U}_{12}$  можно представить в виде:

$$\dot{U}_{12} = \dot{U}_{Bx} + \dot{U}_{78} = \dot{U}_{Bx} \cdot (1 + k \beta \cdot \beta).$$

Входной ток усилителя одинаков для усилителя с обратной связью и без неё:

$$\dot{I}_{Bx} = \frac{\dot{U}_{Bx}}{R_{Bx\beta}} = \frac{\dot{U}_{12}}{R_{Bx}}.$$

Подставив значение  $\dot{U}_{12}$ , получим:

$$\frac{\dot{U}_{Bx}}{R_{Bx\beta}} = \frac{\dot{U}_{Bx} \cdot (1 + k \beta \cdot \beta)}{R_{Bx}}.$$

Из последнего выражения определим  $R_{Bx\beta}$  для положительной ОС:

$$R_{Bx\beta} = \left( \frac{R_{Bx}}{1 + k \beta \cdot \beta} \right).$$

Для отрицательной ОС входное сопротивление определится выражением:

$$R_{Bx\beta} = \left( \frac{R_{Bx}}{1 - k \beta \cdot \beta} \right). \quad (6.5)$$

Следовательно, отрицательная ОС со сложением напряжений увеличивает входное сопротивление усилителя и упрощает вопросы согласования его входного сопротивления с внутренним сопротивлением источника входного сигнала.

### **ОС со сложением токов.**

Для оценки этого влияния воспользуемся схемой приведенной на рис. 6.10.

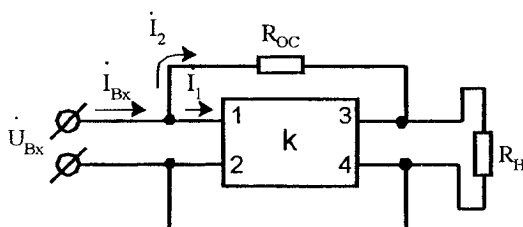


Рисунок 6.10 — Структурная схема усилителя с ОС по напряжению со сложением токов

Для данной схемы, напряжение  $\dot{U}_{13}$ , определяется следующим выражением:

$$\dot{U}_{13} = \dot{U}_{Bx} - \dot{U}_{34} = \dot{U}_{Bx} \cdot (1 - k).$$

Токи  $\dot{I}_1$  и  $\dot{I}_2$  можно представить в виде:

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{U}_{Bx}}{R_{Bx}};$$

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{U}_{13}}{R_{OC}} = \frac{\dot{U}_{Bx} \cdot (1 - k)}{R_{OC}}.$$

По первому закону Кирхгофа входной ток определится следующим выражением:

$$\dot{I}_{Bx} = \dot{I}_1 + \dot{I}_2 = \frac{\dot{U}_{Bx}}{R_{Bx}} + \frac{\dot{U}_{Bx} \cdot (1 - k)}{R_{OC}}.$$

Из полученного выражения определим входное сопротивление усилителя, охваченного положительной ОС:

$$R_{Bx\beta} = \frac{\dot{U}_{Bx}}{\dot{I}_{Bx}} = \frac{R_{OC} \cdot R_{Bx}}{R_{Bx} \cdot (1 - k) + R_{OC}}.$$

Соответственно для отрицательной ОС получим:

$$R_{Bx\beta} = \frac{R_{OC} \cdot R_{Bx}}{R_{Bx} \cdot (1 + k) + R_{OC}}. \quad (6.6)$$

Проанализировав, это выражение, можно сделать вывод, что отрицательная ОС со сложением токов уменьшает входное сопротивление усилителя, ухудшая условия согласования по напряжению каскада с источником входного сигнала.

Исходя из вышеизложенного, следует, что наилучшим вариантом являются схемы усилительных каскадов с отрицательной ОС по напряжению и со сложением напряжений, так как они обеспечивают самые высокие входные и самые низкие выходные сопротивления, что существенно упрощает их согласование по напряжению в многокаскадных усилителях.

#### 6.4 Практические схемы усилительных каскадов с обратными связями

Как было указано выше, наилучшим вариантом схем каскадов усилителей с ОС являются схемы с отрицательной ОС по напряжению со сложением напряжений. Вариант такого каскада приведен на рис. 6.11.

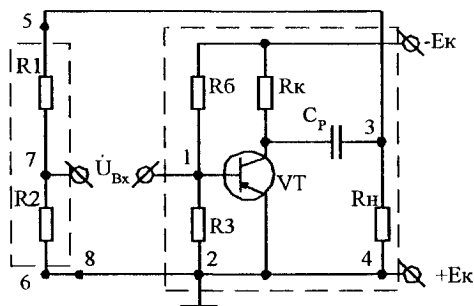


Рисунок 6.11 — Принципиальная схема усилителя с отрицательной ОС по напряжению со сложением напряжений

Для данной схемы коэффициент передачи звена обратной связи  $\beta$  будет определяться коэффициентом ослабления делителя, выполненного на резисторах  $R_1$  и  $R_2$ .

$$\beta = \frac{\dot{U}_{78}}{\dot{U}_{56}} = \frac{R_2}{R_2 + R_1}.$$

При определении величины сопротивлений этих резисторов задаются одним из них (например,  $R_1$  можно принять большим, чем  $R_H$ ) и, зная требуемый коэффициент обратной связи  $\beta$ , определяют величину второго сопротивления. По известным значениям  $\dot{k}$ ,  $R_{Bк}$ ,  $R_{Bкx}$  усилителя и  $\beta$  в соответствии с теорией ОС можно рассчитать все характеристики и параметры усилителя с обратной связью.

Однако эта схема имеет низкую помехоустойчивость, что является ее основным недостатком. Это обусловлено тем, что источник входного сигнала не подключен к общей шине усилителя. Поэтому на практике большее распространение получила схема, приведенная на рис. 6.12. Коэффициент передачи звена обратной связи для данной схемы будет определяться отношением:

$$\beta = \frac{\dot{I}_K \cdot R_{Э}}{\dot{I}_K \cdot R_{Экв}} = \frac{R_{Э}}{R_{Экв}};$$

где  $R_{Экв} = R_H \parallel R_K$ .

Это следует из анализа линейной электрической модели усилителя в области средних частот. Данная схема обладает повышенной помехоустойчивостью, по сравнению с предыдущей. Однако, за счет использования ОС по току, она имеет более высокое выходное сопротивление. Аналогично предыдущей схеме, зная параметры усилителя без обратной связи и коэффициент передачи звена обратной связи  $\beta$ , можно рассчитать все характеристики и параметры усилителя.

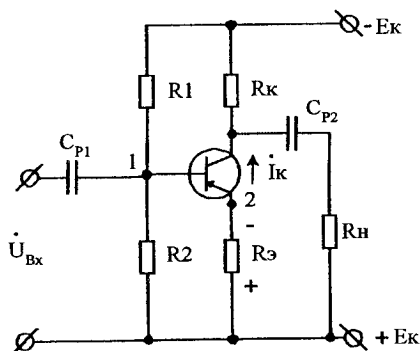


Рисунок 6.12 — Принципиальная схема усилителя с отрицательной ОС по току со сложением напряжений

### 6.5 Устойчивость усилителей с обратными связями

Даже при введении отрицательной ОС в усилитель, он может стать неустойчивым, происходит его самовозбуждение и он переходит в генераторный режим работы. Обычно это происходит на очень низких или высоких частотах, не входящих в его рабочий диапазон частот. Для избежания этого явления необходимо обеспечивать устойчивую работу усилителя.

Обратная связь является чисто-отрицательной только в некотором относительно узком диапазоне частот. Для усилителей низкой частоты (звуковой) это средние частоты. При увеличении или уменьшении частоты, возникают дополнительные фазовые сдвиги в усилителе, что может привести к тому, что ОС становится положительной, а это, в свою очередь, приводит к неустойчивой работе усилителя.

Из выражения для коэффициента усиления усилителя с положительной ОС

$$\dot{k}_\beta = \frac{\dot{k}}{(1 - \dot{\beta} \cdot \dot{k})},$$

отсюда следует, что если  $(1 - \dot{\beta} \cdot \dot{k}) \leq 0$  то  $\dot{k}_\beta \rightarrow \infty$ , следовательно, система неустойчива. Из приведенного условия получим, что система будет неустойчива если  $\dot{\beta} \cdot \dot{k} \geq 1$ . Так как оба коэффициента комплексные величины, то получаем критерий неустойчивости:

$$\dot{\beta} \cdot \dot{k} = |\dot{\beta}| \cdot |\dot{k}| \cdot e^{j(\varphi_{OC} + \varphi_U)} \geq 1. \quad (6.7)$$

Комплексный критерий неустойчивости (6.7) можно представить двумя уравнениями:

$$\begin{cases} |\beta| \cdot |k| \geq 1 & \text{— баланс амплитуд} \\ (\varphi_{OC} + \varphi_Y) = 360^\circ \cdot n & \text{— баланс фаз,} \end{cases} \quad \begin{matrix} (6.8) \\ (6.9) \end{matrix}$$

где  $n$  — любое целое число.

Следовательно, выполнения условий баланса фаз и баланса амплитуд приводят к неустойчивой работе усилителя. Для оценки устойчивости усилителя, часто применяют критерий Найквиста–Михайлова. Согласно этому критерию устойчивость замкнутой системы определяется по виду АФЧХ разомкнутой системы. Если АФЧХ разомкнутой системы охватывает точку с координатами  $(+1; j0)$  то замкнутая система неустойчива, а если не охватывает — устойчива [1]. Рассмотрим АФЧХ усилителей с различным числом каскадов и оценим их устойчивость.

#### **Однокаскадный усилитель (ОЭ или ОИ).**

Вид АФЧХ приведен на рис. 6.13 для усилителей звуковых частот с рабочим диапазоном  $\omega_H \div \omega_B$ .

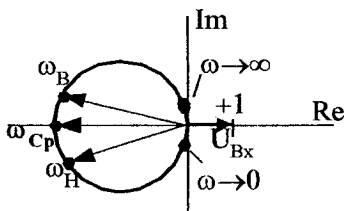


Рисунок 6.13 — АФЧХ однокаскадного усилителя

Согласно критерию Найквиста–Михайлова, данная система (усилитель с отрицательной ОС) всегда устойчива.

#### **Двухкаскадный усилитель (ОЭ или ОИ).**

АФЧХ двухкаскадного усилителя с отрицательной ОС приведена на рис. 6.14. Как видно из рис. 6.14, данный усилитель также характеризуется устойчивым режимом работы, так как точка с координатами  $(+1; j0)$  не охвачена АФЧХ.

#### **Трехкаскадный усилитель (ОЭ или ОИ).**

Его АФЧХ приведена на рис. 6.15 а. Такой усилитель с отрицательной ОС в рабочем диапазоне частот  $\omega_H \div \omega_B$  потенциально неустойчив, так как всегда

есть еще две частоты ( $\omega_1$  — точка «b» и  $\omega_2$  — точка «a»), на которых выполняется условие баланса фаз. Для них необходимо проверить выполнение условия баланса амплитуд.

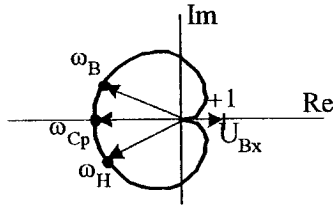


Рисунок 6.14 — АФЧХ двухкаскадного усилителя

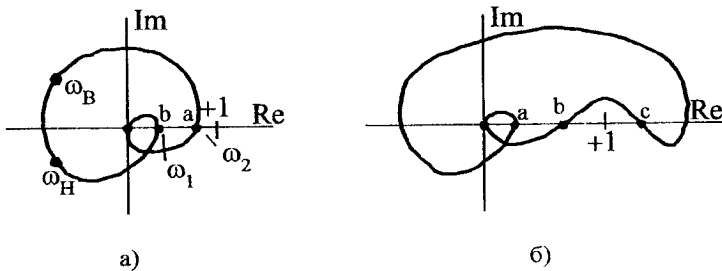


Рисунок 6.15 — АФЧХ трехкаскадного усилителя

а) устойчивый; б) условно устойчивый

На рис. 6.15 (а) приведена АФЧХ усилителя, который с отрицательной ОС устойчив, однако, при координатах точки «а» близких к +1 под влиянием внешних воздействий усилитель может стать неустойчивым. Поэтому рекомендованный запас устойчивости должен быть порядка  $2 \div 3$ , т.е. координата точки «а» должна быть порядка  $0.3 \div 0.6$ .

На рис. 6.15 (б) показана АФЧХ, при которой усилитель с ОС является условно устойчивым. Однако для точки «с» АФЧХ при включении питания все же охватит точку с координатами  $(+1; j0)$ , система возбудится и станет неустойчивой.

Следовательно, для обеспечения устойчивости усилителя с ОС АФЧХ разомкнутой системы должна иметь, соответствующий рис. 6.15 а (для многокаскадных усилителей чисто пересечений с реальной осью будет 4, 6, 8, и т.д.), однако координата самой правой точки должна располагаться левее принятого запаса по возбуждению ( $0.3 \div 0.5$ ).

Если АФЧХ охватывает точку  $(+1; j0)$  в определенном диапазоне частот, то для обеспечения устойчивости усилителей с ОС необходимо включать специальные цепи коррекции, которые уменьшают коэффициент усиления усилителя в этой области частот до значений, обеспечивающих невыполнение условий баланса амплитуд.

### Вопросы к разделу 6

1. Основные назначения и классификация обратных связей, объясните их влияние на качественные характеристики и параметры усилителей.
2. Какой тип обратной связи нужно применить для увеличения входного сопротивления усилителя? Приведите практическую схему и оцените ее входное сопротивление.
3. Какой тип обратной связи нужно использовать для уменьшения выходного сопротивления усилителя? Приведите практическую схему с обратной связью и оцените ее выходное сопротивление.
4. Проанализируйте схему с общим коллектором с точки зрения обратных связей и установите их влияние на входное и выходное сопротивление.
5. Объясните сущность метода Найквиста-Михайлова для определения устойчивости усилителей с обратными связями.

## Раздел 7 УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА. ДРЕЙФ НУЛЯ И СПОСОБЫ ЕГО УМЕНЬШЕНИЯ

### 7.1 Назначение и основные характеристики усилителей.

#### Усилители на несущей частоте

Как правило, сигналы, снимаемые с различного типа датчиков, представляют собой случайную функцию времени. Сигнал  $U(t)$  может быть периодической и непериодической функцией времени. Если  $U(t)$  периодическая функция времени, то она может быть представлена в частотной области рядом Фурье. Это два вида представления сигнала  $U(t)$  — во временной области и частотной, они связаны между собой прямым и обратным преобразованиями Фурье.

Периодической функции  $U(t)$  соответствует дискретный спектр в частотной области (см. рис. 7.1). В качестве примера такой периодической функции  $U(t)$  может быть взят сигнал на выходе транзисторного усилителя с нелинейными искажениями (Рис. 7.2). Расчет амплитуд 1, 2 и т.д. гармоник может быть выполнен по методу  $5^{\text{й}}$  ординат (см. раздел 5).

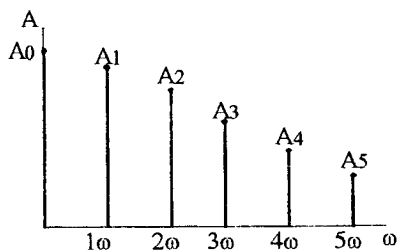


Рисунок 7.1 — Спектр периодической функции в частотной области

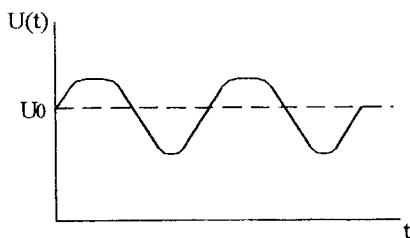


Рисунок 7.2 — Периодический сигнал на выходе усилителя с нелинейными искажениями

Если функция  $U(t)$  не периодическая, но удовлетворяет критерию стационарности и эргодичности, то этой функции в частотной области можно представить в соответствие спектральную плотность  $S(j\omega)$  (см. рис. 7.3). Как правило, на частоте  $\omega=0$  имеет место величина  $S_0$ , а при дискретном спектре —  $A_0$ . Такие сигналы характеризуются спектром от 0 до  $\omega_r$ , поэтому для них необходимо выбрать усилитель, работающий в диапазоне частот от 0 до  $\omega_r$ . Такой усилитель называют усилителем постоянного тока (УПТ).



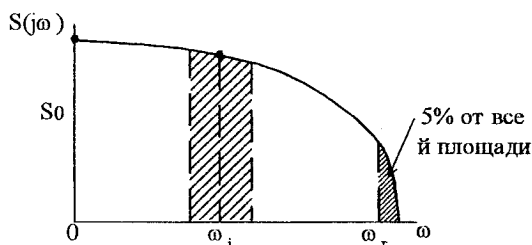


Рисунок 7.3 — Спектральная плотность неперiodического сигнала

Здесь  $\omega_r$  — граничная частота, энергетический вклад частот выше которой в общую энергию спектра не превышает заданной величины (например 5%).

Связь между частотной и временной областями в этом случае имеет вид:

$$p(j\omega) \Rightarrow f(t);$$

$$S(j\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt;$$

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S(j\omega) e^{+j\omega t} d\omega.$$

Для безыскаженной передачи информации АЧХ УПТ, как и RC-учителей, должна быть равномерной, а ФЧХ — линейной функцией частоты (см. рис. 7.4).

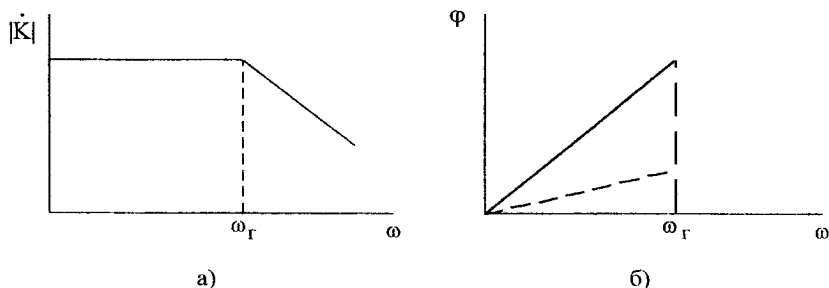


Рисунок 7.4 — АЧХ (а) и ФЧХ (б) усилителя для безыскаженной передачи в диапазоне частот от 0 до  $\omega_r$ .

УПТ строят по двум принципам:

- 1) УПТ на несущей частоте;
- 2) УПТ с непосредственными связями.

Функциональная схема УПТ на несущей частоте приведена на рис. 7.5.

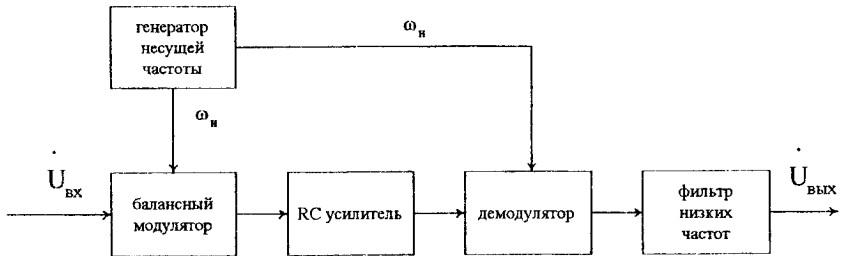


Рисунок 7.5 — Функциональная схема УПТ на несущей частоте

Она включает генератор несущей частоты, балансный модулятор, RC-усилитель, демодулятор и фильтр.

*Генератор несущей частоты* — высокочастотный генератор, частота которого должна быть в 100–1000 раз больше чем  $\Omega_r$ .

*Балансный модулятор* осуществляет перенос спектральной плотности входного сигнала на высокую несущую частоту. Он изменяет фазу выходного сигнала при изменении полярности входного сигнала.

*RC усилитель* применяется для усиления высокочастотного сигнала в полосе от  $\omega_n - \Omega_r$  до  $\omega_n + \Omega_r$ .

После усиления сигнала RC-услителем производят *демодуляцию* сигнала, т.е. перенос сигнала из области высоких частот в область входного сигнала (низкочастотная область). Для этих целей применяется демодулятор.

*Фильтр низкой частоты* — пропускает низкочастотный спектр сигнала на выходе демодулятора и не пропускает сигнал несущей частоты.

На рис. 7.6 приведены спектры входного (а) и модулированного (б) сигналов. Если  $\Omega_r$ , например 1 кГц, то  $\omega_n$  на выходе модулятора 100 кГц с боковыми частотами 99 и 101 кГц, RC-усилитель усиливает эту полосу частот, а демодулятор осуществляет обратное преобразование — переносит спектр высокочастотного сигнала в область низких частот. Для подавления несущей и других высокочастотных составляющих служит фильтр низких частот. Осциллограммы, поясняющие работу балансного модулятора, приведены на рис. 7.7.

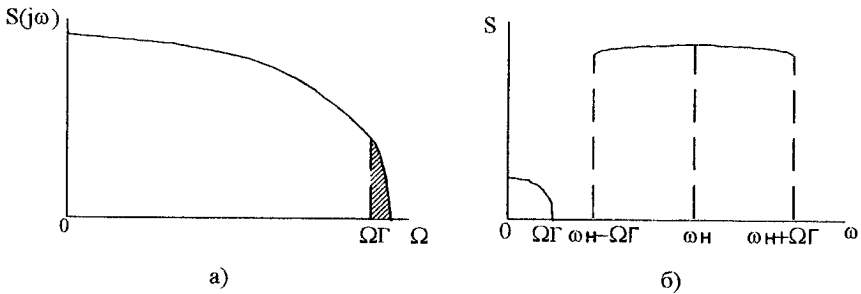


Рисунок 7.6 — Спектр входного (а) и выходного (б) сигналов

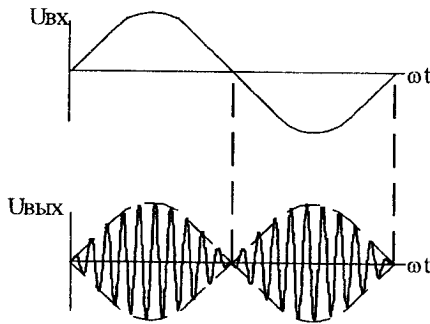


Рисунок 7.7 — Осциллограммы работы балансного модулятора

## 7.2 Усилители с непосредственными связями

При проектировании УПТ с непосредственными связями необходимо решить три вопроса, базируясь на каскадах известных RC усилителей:

1. Как согласовать источник входного сигнала со входом усилителя, чтобы не изменить его режим по постоянному току.
2. Как связать нагрузку с выходом усилителя.
3. Как непосредственно связать каскады друг с другом.

Для согласования источника входной ЭДС со входом усилителя можно применить компенсирующую Э.Д.С. (см. рис. 7.8).

Обеспечив  $U_{10} = E_{ком}$ , при этом напряжение между входными зажимами равняется нулю, что обеспечивает возможность подключения источника  $E_{вх}$  ко входу усилителя.

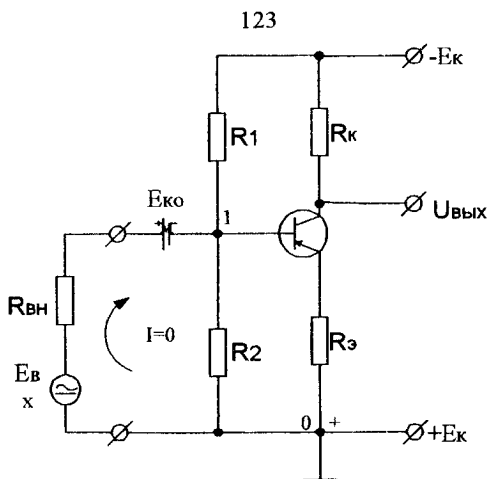


Рисунок 7.8 — Схема УПТ с компенсирующей ЭДС

К недостаткам схемы можно отнести:

1. Батарея не может долго обеспечивать  $U_{10} = \text{const}$ , что приводит к смещению «0» УПТ.
2. Если напряжение меняется  $E_{комт} \neq \text{const}$ , нестабильность питания схемы приводит к изменению напряжения  $U_{10}$  и к смещению «0» усилителя.
3. Батарея имеет большие габариты, вес и является неконструктивной для печатных плат; обладает относительно большой емкостью по отношению к общей шине, что ухудшает частотные характеристики и помехозащищенность схемы вследствие чувствительности к внешним наводкам и помехам.

На рис. 7.9 представлена схема с компенсирующим делителем напряжения. Делитель подбирают так, чтобы  $U_{20} = U_{10}$ , т.е. компенсировалось напряжение на входе усилителя. Основным недостатком схемы является то, что источник входного сигнала не подключен к общей шине, что существенно ухудшает помехозащищенность схемы.

На рис. 7.10 приведена схема с двумя источниками питания, позволяющая обеспечить режим работы каскада по постоянному току таким образом, чтобы потенциал базы (точка 1), равнялся потенциалу общей шины, т.е.  $U_{10} = 0$ . Это позволяет непосредственно подключать источник входного сигнала ко входу усилителя.

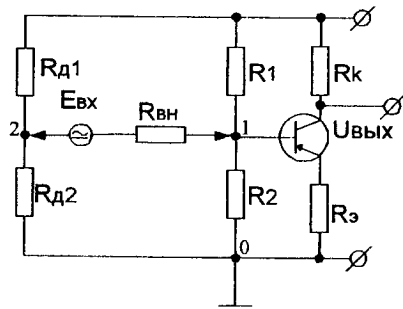


Рисунок 7.9 — Схема УПТ с компенсирующим делителем

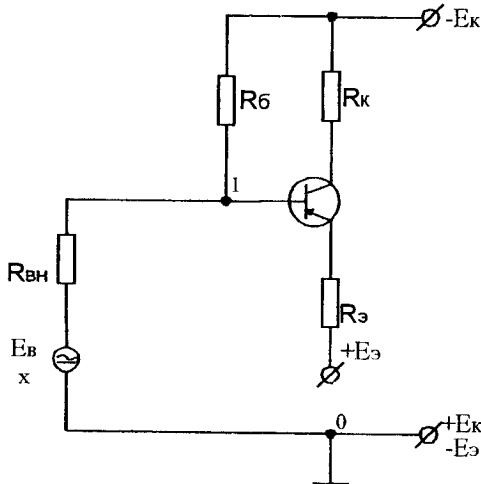


Рисунок 7.10 — Схема УПТ с двумя источниками питания

Вариант представленный на рис. 7.10 наиболее приемлемый, удобный и часто используется в УПТ.

При согласовании выхода усилителя с нагрузкой возникает проблема, аналогичная рассмотренной, которая может быть решена теми же 3 способами:

1. Согласование с помощью источника компенсирующей ЭДС. Данный вариант практически неприемлем, в связи с указанными выше недостатками.
2. Использование делителя напряжения  $R_{д1}$  и  $R_{д2}$ , или параметрического стабилизатора —  $R_{д1}$ , VD1. Вариант схемы приведен на рис. 7.11.

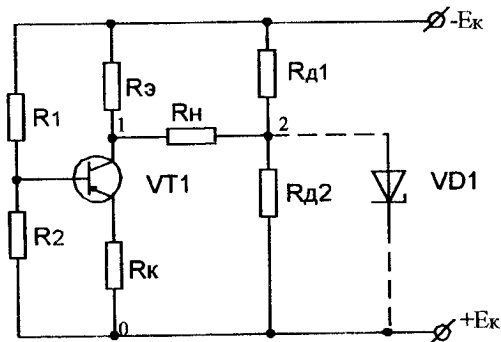


Рисунок 7.11 — Схема УПТ с компенсирующим делителем напряжения

К основному недостатку схемы следует отнести то, что нагрузка не подключена к общей шине, что обеспечивает плохую помехоустойчивость, вызванную внешними факторами и неудобство в эксплуатации.

3. Схема УПТ с двумя источниками питания — обеспечивает непосредственное подключение нагрузки к выходу каскада (см. рис. 7.12).

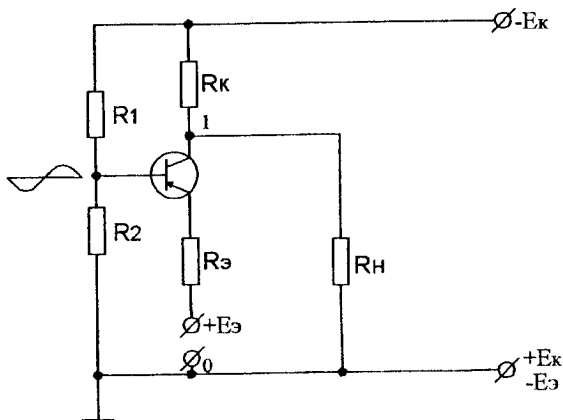


Рисунок 7.12 — Схема УПТ с двумя источниками питания

Расчет режима работы схемы по постоянному току обеспечивает потенциал коллектора (1) относительно общей шины (0)  $\varphi_{10} = 0$  с помощью двух источников питания. Нагрузка при этом подключена к общей шине.

К основному недостатку схемы относят разные выходные сопротивления усилителя для положительных и отрицательных напряжений на выходе усилителя. Если на входе имеет место синусоидальный сигнал, то во время первой отрицательной полуволны транзистор открывается, и его внутренне сопротивление уменьшается. Это формирует положительный сигнал на выходе усилителя (см. рис. 7.13) при малом выходном сопротивлении усилителя.

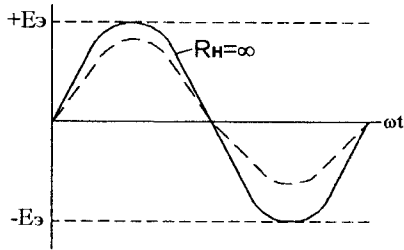


Рисунок 7.13 — Графики выходного напряжения

Во время второй положительной полуволны на входе транзистор запирается и его выходное сопротивление увеличивается. При этом формируется отрицательный сигнал на выходе усилителя, величина которого будет меньше чем для положительной полуволны за счет больших потерь напряжения на выходном сопротивлении (см. рис. 7.13).

Следовательно, данная схема вызывает асимметрию выходного напряжения из-за различных значений  $R_{вых_{ус}}$ . При холостом ходе (или  $R_H \gg R_{вых}$ ) эта асимметрия практически не проявляется (см. рис. 7.13).

Для выравнивания выходного сопротивления применяют схему, включающую два транзистора, оба из которых работают в режиме эмиттерных повторителей и обеспечивают малые и одинаковые выходные сопротивления усилителя. При этом схема обеспечивает симметрию выходных напряжений при относительно малых сопротивлениях нагрузки (см. рис. 7.14).

Схема представляет собой два эмиттерных повторителя (VT1 и VT2), работающих на общую нагрузку. Класс работы близкий к классу В. Для положительного входного сигнала VT1 в отсечке, работает транзистор VT2 (открывается) и обеспечивает низкое выходное сопротивление. Для отрицательного входного сигнала аналогично работает VT1 (VT2 — в отсечке). Каскады работают поочередно (класс В) для соответствующих знаков входного сигнала, пропуская ток в нагрузку или от  $+E_2$  че-

рез нагрузку слева направо, либо от  $+E_1$  (справа налево через нагрузку). Форма сигнала симметрична, поскольку  $R_{вых}$  обоих транзисторов одинаковы.

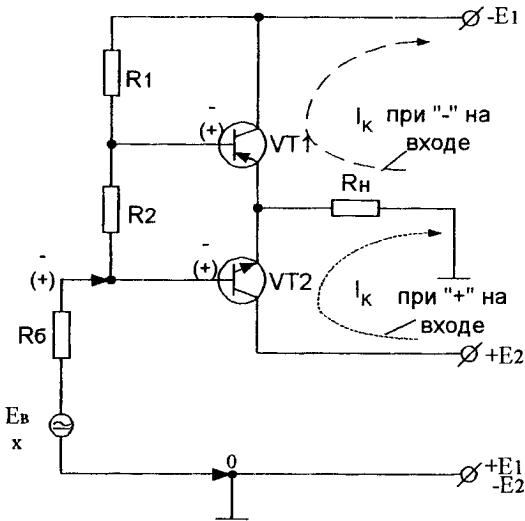


Рисунок 7.14 — Схема УПТ с двумя транзисторами

В качестве межкаскадных связей в УПТ применяются:

- непосредственные;
- через стабилитроны;
- использование двух источников питания;
- чередование транзисторов р-п-р и п-р-п типов и др.

Схема УПТ с непосредственными связями приведена на рис. 7.15.

Для обеспечения непосредственных связей должны выполняться условия:

$$R_{э1} < R_{э2} < R_{э3};$$

$$R_{к1} > R_{к2} > R_{к3};$$

Поскольку коэффициент усиления каскада ориентировочно определяется выражением:

$$K_U \approx \frac{R_x}{R_y},$$

то часто, начиная с третьего каскада, трудно обеспечить  $K_3 > 1$ . Следовательно, такими связями можно обеспечивать пары транзисторов.



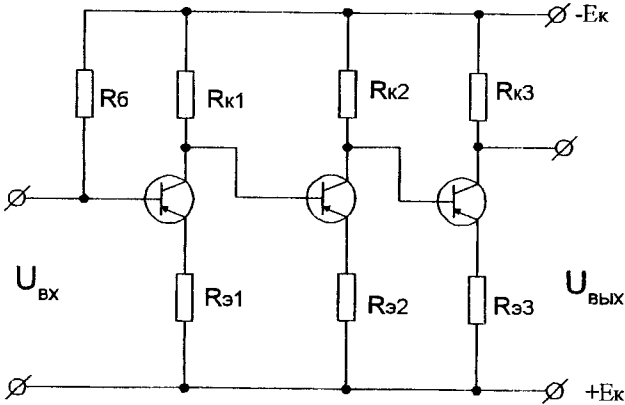


Рисунок 7.15 — Многокаскадный УПТ с непосредственными связями

Вариант связей каскадов через стабилитрон приведен на рис. 7.16.

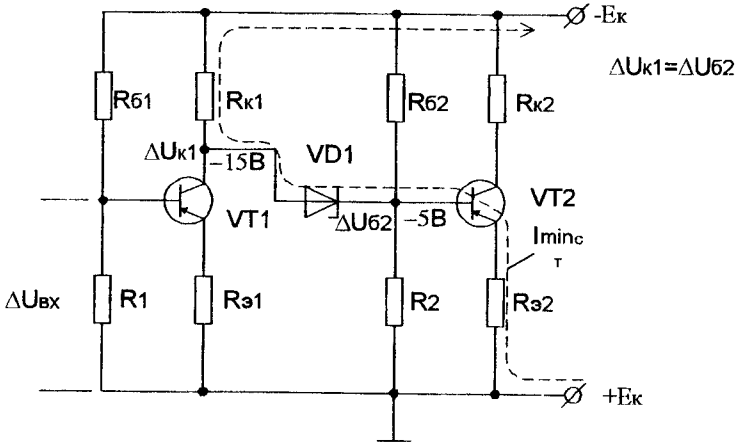


Рисунок 7.16 — Связь двух каскадов УПТ через стабилитрон

Схема должна обеспечить ток через стабилитрон больший минимального тока стабилизации

$$I_{ст.} > I_{\min \text{ стабилизации}} \approx (3 \div 5) \text{ мА (для маломощных)}. \quad (7.1)$$

Рассчитывают номиналы резисторов  $R_{э2}$  и  $R_{к1}$  так, чтобы выполнялось условие (7.1). Приращение (уменьшение) напряжения на коллекторе  $VT_1$  практически без потерь передается на базу  $VT_2$ , ввиду малого динамического сопротивления ста-

билитрона VD1 ( $\Delta U_{E2} = \Delta U_{K1}$ ). Напряжение стабилизации стабилитрона определяется разницей напряжений между коллектором VT1 и базой VT2. В представленной схеме  $U_{CT} = 10\text{В}$ .

Схема УПТ, обеспечивающая межкаскадные связи путем чередования *p-n-p* и *n-p-n* типов транзисторов, приведена на рис. 7.17.

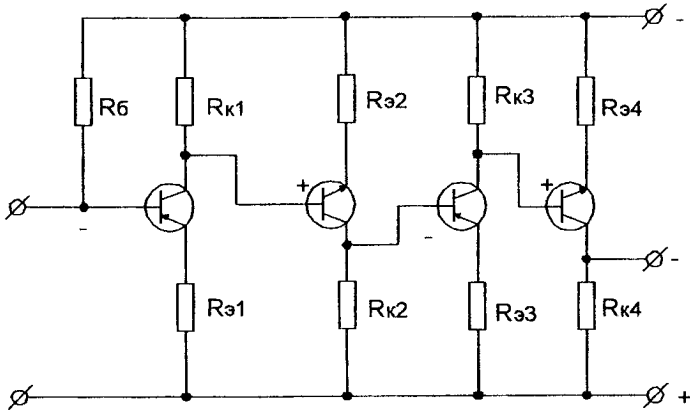


Рисунок 7.17 — Схема УПТ с чередованием *p-n-p* и *n-p-n* транзисторов

В этой схеме нет тенденции к увеличению  $R_{\text{Э}}$  и уменьшению  $R_{\text{К}}$  с ростом номера каскада, и она находит практическое применение, как и схема с двумя источниками питания (см. рис. 7.12).

### 7.3 Дрейф нуля усилителей, основные причины и способы его уменьшения

В УПТ всегда должно быть устройство установки «0» [1, 3] (см. рис. 7.18), позволяющее перед работой установить «0» на выходе УПТ. После установки «0», спустя некоторое время, на выходе усилителя имеет место дрейф «0». Он в основном обусловлен:

- температурным дрейфом;
- временным дрейфом (влияние внешних дестабилизирующих факторов).

Обычно дрейф нуля УПТ оценивается за какое-то характерное для объекта время —  $t_{\text{раб}}$  (см. рис. 7.19). В зависимости от объекта или технологического процесса это время может быть от нескольких десятков минут до десятков

часов или суток. Напряжение дрейфа нуля, приведенное ко входу усилителя, определяет его пороговую чувствительность.

$$U_{вхдр} = \frac{U_{выхдр}}{k};$$

где  $k$  — коэффициент усиления усилителя.

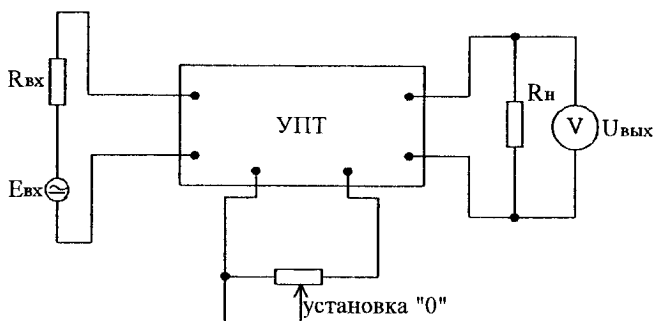


Рисунок 7.18 — УПТ с внешними цепями

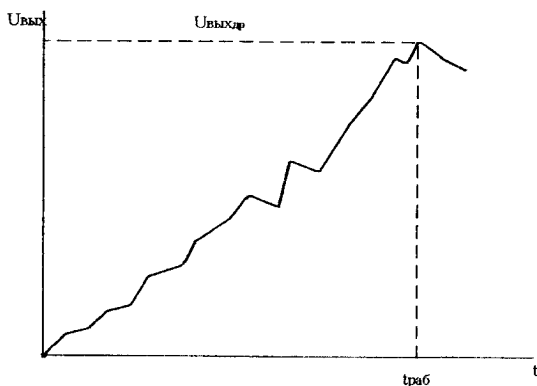


Рисунок 7.19 — Дрейф нуля на выходе УПТ

Если входной сигнал превышает уровень дрейфа  $U_{вх} > U_{вхдр}$  в  $2 \div 3$  раза, его можно выделить на уровне дрейфа. Следовательно, уровень дрейфа нуля, приведенного ко входу усилителя  $U_{вхдр}$ , определяет его чувствительность. Под чувствительностью понимают минимальное входное напряжение, которое можно выделить на выходе усилителя с учетом его дрейфов.

Под чувствительностью усилителя часто понимают  $U_{\text{вх}_{\min}} = 1,5 \cdot U_{\text{вх}_{\text{др}}}$ . Для повышения чувствительности необходимо уменьшать уровень дрейфа нуля.

Различают следующие способы уменьшения дрейфа нуля:

1. Применение отрицательных обратных связей (ООС).
2. Компенсация дрейфа за счёт введения температурно-зависимых элементов (различные варианты термокомпенсации).
3. Термокомпенсация УПТ с помощью специальных схем.
4. Применение специальных параллельно-балансных и дифференциальных каскадов, которые обладают существенно меньшими дрейфами.

1. Дрейф по своей природе подобен шуму, следовательно, его можно трактовать как шум. ООС уменьшает уровень шума выходных каскадов, кроме первого. Следовательно, нужно охватывать ООС как отдельные каскады, так и группы каскадов.

2. Для получения коэффициента температурной нестабильности  $S < (2 \div 3)$  нужно перейти от термостабилизации к термокомпенсации, элементы включаются между базой (эмиттером) и нулевой шиной.

Вопросы, относящиеся к пунктам 1, 2, были рассмотрены в разделе 5.2.

3. Компенсация с помощью специальных схем или каскадов.

Основной причиной температурной нестабильности является изменения теплового тока коллектора  $I_{\kappa_0} = f(t)$ . Для уменьшения этого фактора применяют кремневые транзисторы, у которых  $I_{\kappa_0}$  на 1–2 порядка ниже, чем у германиевых. Также для уменьшения дрейфа нужно применять УПТ с чётным количеством каскадов.

Рассмотрим схему, приведенную на рис. 7.20. С ростом температуры рабочие точки транзисторов VT1 и VT2 смещаются в сторону больших токов (см. рис. 7.21). Для VT1 из точки  $O_1$  в точку  $O_1'$ , для VT2 из  $O_2$  в  $O_2'$ . Напряжение на коллекторе VT1 получает положительное приращение  $\Delta U_{\kappa_1}$ , т.к. напряжение на коллекторе становится более положительным. Это напряжение передается на базу VT2 и запирает транзистор, смещая рабочую точку из положения  $O_2'$  в положение  $O_2''$ , расположенную ближе к исходной точке  $O_2$ . Следовательно, на выходах четных каскадов имеет место частичная компенсация температурного дрейфа.

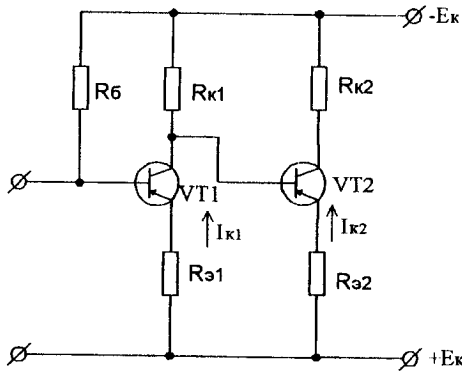


Рисунок 7.20 — УИП с чётным количеством каскадов

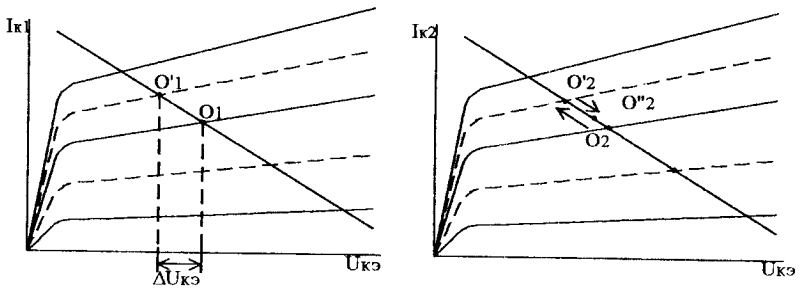


Рисунок 7.21 — Смещение рабочих точек транзисторов схемы от температуры

При применении кремниевых транзисторов доминирующим фактором является смещение входных ВАХ от температуры. Для уменьшения действия этого фактора применяют компенсационную схему, приведенную на рис. 7.22. Входные характеристики транзисторов смещаются в зависимости от температуры с коэффициентом  $\varepsilon \cong -2,2 \frac{мВ}{град}$ , и их можно промоделировать с помощью двух источников ЭДС с величиной  $\varepsilon \Delta T$ . Усилительный каскад собран на VT1, а компенсирующий — на VT2. Он является эмиттерным повторителем с  $K_U \cong 1$ , поэтому на выходе второго каскада  $U_{R_2}$  будет иметь место наложение  $\varepsilon \Delta T$ . На входе первого каскада в эмиттерной цепи встречно включены две ЭДС, компенсирующие друг друга, при этом суммарный дрейф практически равен нулю. Выходом каскада является коллектор усилительного каскада VT1.

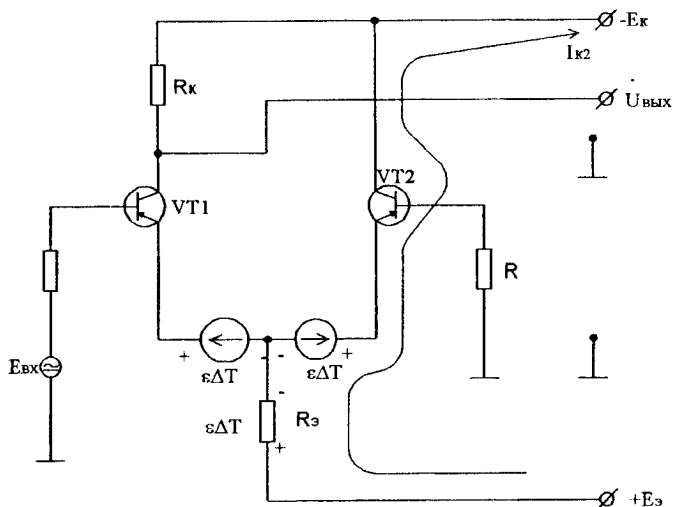


Рисунок 7.22 — Схема УПТ с компенсацией

#### 7.4 Параллельно-балансные и дифференциальные каскады усилителей

В параллельно-балансных каскадах за счет их симметрии практически отсутствуют дрейфы от нестабильности напряжения питания и температуры. Схема параллельно-балансного УПТ приведена на рис. 7.23. При полной симметрии схемы при изменении напряжения питания, напряжения на коллекторе транзисторов изменяются одинаково, поэтому между коллекторами, где имеет место  $U_{вых}$  усилителя, напряжение равно нулю при  $U_{пит} - var$ . При изменении температуры имеет место аналогичная ситуация. Резистор  $R_э$  является элементом ОС по постоянному току и улучшает характеристики схемы от нестабильности напряжения питания и температуры. По усиливаемому сигналу обратная связь за счет  $R_э$  отсутствует. С помощью  $R_p$  симметрируют схему, обеспечивая  $U_{вых} = 0$ . Входные напряжения должны быть равны и противофазны. Они подаются на базы по отношению к общей шине, либо источник подключается между базами.

В этом случае имеет место недостаток — плохая помехозащищенность, т.к. вход не подключен к общей шине. Входные сигналы противофазные и вызывают двойное усиление. К синфазным сигналам схема мало чувствительна, значит, допускает работу при больших помехах.

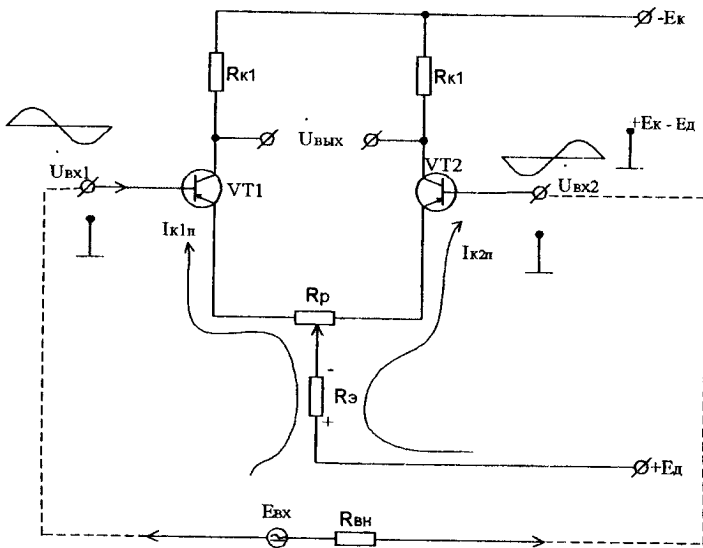


Рисунок 7.23 — Схема дифференциального УПТ

Два источника питания используется для согласования источника с входами УПТ, т.е. можно было подключать источники сигналов между базами и общей шиной.

Поскольку дискретные транзисторы в пределах одной партии имеют не одинаковые характеристики и параметры, то дрейфы параллельно-балансных каскадов в любом реальном случае имеют место, но будут на порядок меньше, чем в одиночных каскадах.

При использовании параллельно-балансных каскадов в интегральном исполнении дрейфы уменьшаются ещё на порядок относительно таких же каскадов с дискретными транзисторами. Параллельно-балансные каскады с улучшенными характеристиками, работающие в режиме микротоков, применяют в качестве первого дифференциального каскада УПТ, качество которого является определяющим для всего усилителя в целом.

Резистор  $R_e$  в приведенных выше схемах обуславливает отрицательную обратную связь не по усиливаемому сигналу, а по температурному и временному дрейфам. Необходимо увеличивать  $R_e$  для увеличения фактора обратной связи и улучшения характеристик усилителя. Однако очень большие  $R_e$  нецелесообразны, т.к. это увеличивает напряжение питания, что приводит к использованию транзисторов высокого напряжения и ухудшению экономичности каскадов. Вместо  $R_e$  ставят в дифференциальных каскадах транзистор с общей базой (VT3) (см. рис. 7.24).

Для повышения температурной стабильности дифференциального каскада в него введены схемы термокомпенсации ( $R_t, R_3, R_2, R_1, -E_1$ ). Данные каскады выпускают в интегральном исполнении как одиночные дифференциальные каскады, так и УПТ в целом со входным дифференциальным каскадом. Для упрощения системы питания (при отсутствии  $E_1$ ) зажим источника питания  $E_1$  подключают к общей шине с некоторым ухудшением свойств каскада.

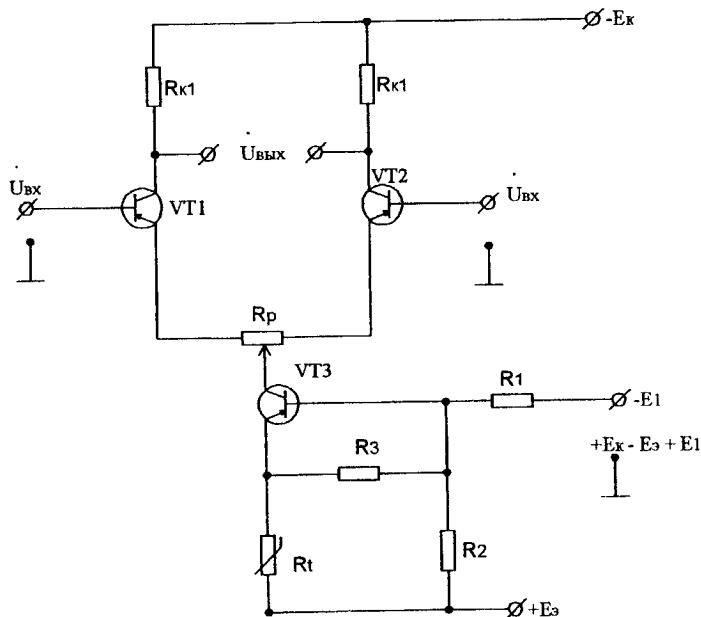


Рисунок 7.24 — Схема дифференциального УПТ с компенсирующей цепью

Основные параметры схемы:

VT1 и VT2 — усилительные, VT3 — компенсирующий транзисторы;

$U_{кэ3}$  и  $U_{бк3} = 3 \div 5$  В;

$U_{бэ3,дон}$ ,  $U_{бэ2,дон} < 4$  В;

$R_1$  и  $R_2$  — делитель напряжения;

$R_t$  и  $R_3$  — элементы термокомпенсации каскада.

Этот каскад является базовым для операционных усилителей постоянного тока (ОУПТ). В качестве входных каскадов ОУПТ применяются только дифференциальные каскады. Такие схемы обладают минимальным температурным дрейфом [1, 14, 15].



**Вопросы к разделу 7**

1. Особенности усилителей постоянного тока, условия безыскаженной передачи информации.
2. Объясните принцип действия и структурную схему усилителя постоянного тока на несущей частоте.
3. Опишите особенности согласования источника сигнала со входом усилителя и нагрузки с его выходом. Приведите основные схемы согласования, оцените лучшие из них.
4. Объясните особенности межкаскадных связей в УПТ и возможные варианты их применения на уровне принципиальных схем.
5. Назовите основные причины дрейфа нуля УПТ, варианты его оценок и основные способы его уменьшения.
6. Объясните преимущества дифференциальных каскадов УПТ, установите в них наличие или отсутствие обратных связей по постоянному току (температуре), по переменному току (усиливаемому сигналу). Установите физический смысл и формулу для определения коэффициента ослабления синфазного сигнала.

## Раздел 8 АНАЛОГОВЫЕ МИКРОЭЛЕКТРОННЫЕ СТРУКТУРЫ ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ НА ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМАХ

### 8.1 Классификация аналоговых интегральных микросхем и элементы их схемотехники, взаимные компоненты, входные каскады

Построение аппаратуры на основе аналоговых интегральных микросхем (АИМС) основано на многоцелевом использовании ИМС в сочетании с различными внешними элементами. Например: на базе ОУПТ можно получить схемы сумматоров, вычитателей, умножителей, делителей, дифференциаторов, интеграторов, логарифматоров, антилогарифматоров и др.

Область применения линейных АИМС: аналоговая и цифровая схемотехника, измерительные приборы, блоки ЭВМ, блоки питания, устройства радиосвязи, систем телеметрии и пр.

Номенклатура АИМС [16]:

- усилители с одиночным каскадом, дифференциальным входным каскадом;
- многокаскадные усилители;
- операционные усилители;
- высокочастотные усилители;
- радиочастотные усилители;
- блоки питания (стабилизации).

АИМС бывают малой, средней, большой и сверхбольшой степени интеграции.

МИС — усилители одиночные, многокаскадные, простейшие ОУ; число элементов на кристалле до 100.

СИС — элементы типа ЦАП, АЦП; количество элементов на кристалле до  $10^3$ .

БИС — процессор, элементы памяти;  $10^4$  элементов на кристалле.

СБИС — мощные процессоры, большие объемы памяти; более  $10^5$  элементов на кристалле.

Размеры кристалла от нескольких квадратных миллиметров до квадратных сантиметров.

Преимущества ИМС:

- существенно меньшие габариты и вес, потребляемая мощность, чем сборные на дискретных компонентах;
- более высокая вибро-, ударо- и радиационная стойкость;
- очень высокая надежность (надежность АИМС приравнивается к показателю надежности одного типового элемента);
- существенно меньшая стоимость при массовом производстве;
- высокая идентичность параметров элементов микросхем;
- высокая температурная стабильность микросхемы (одинаковый температурный режим и одинаковые характеристики основных элементов).

#### Классификация:

1. ОУ — многоцелевые структуры на базе которых строятся различные функциональные устройства (компоненты цифровых устройств и приборов).
2. Инструментальные АИМС — многоцелевые высокоточные устройства, предназначенные для выполнения точных преобразований электрических сигналов. Они могут включать в себя и аналоговые и цифровые элементы схмотехники. Для повышения стабильности аналоговых устройств они применяются с сильными обратными связями.
3. Радиочастотные АИМС — для преобразования и усиления сигналов радиотехнических устройств, цепей, сетей связи, работающих в диапазоне радиочастот  $100 \text{ кГц} \div 100 \text{ МГц}$ .
4. Силовые АИМС — для применения в блоках питания и усилителях мощности (электронные стабилизаторы; мощные выходные каскады).

#### Компоненты АИМС, технологии изготовления

В каждом из рассмотренных классов можно выделить:

- универсальные ИС (схемы общего применения)
- специальные ИС (схемы частного применения)

ИС общего применения по технологии изготовления выполняются на общей ПП подложке, поэтому их называют ПП или монолитными. ИС высокой степени интеграции допускают несколько ПП подложек расположенных друг над другом. Монолитные ИС — универсальные и характеризуются относительно малой точностью параметров, поскольку в едином технологическом цикле невозможно производить корректировку или подгонку параметров, поэтому получают погрешность резисторов по этой технологии  $\pm 15\%$  (стоимость такой ИС очень низка).

ИС частного применения — гибридно-пленочные ИС. При этой технологии возможно получение элементов с погрешностью  $\sim 1\%$ . Основными элементами монолитных ИС являются транзисторы и резисторы, а основными компонентами гибридно-пленочных ИС являются резисторы и конденсаторы с высокой точностью номиналов  $R_{н1}$  и  $C_{н1} \approx 1\%$  и более широким диапазоном, чем в монолитных. Напыление резисторов выполняется с помощью металлов (нихрома), а не полупроводников, у которых ТКС больше. Транзисторы применяются как дискретные элементы.

Для полупроводниковой технологии основным элементом является транзистор на кремниевой основе  $n-p-n$  типа. Ориентировочное значение параметров:

$$U_{кб_{проб}} = 40 \div 100B;$$

$$U_{бэ_{проб}} = 6B;$$

$$h_{21} = 50.$$

Также выращиваются транзисторы с супербэза  $h_{21} \cong 5000$ .

Для получения диодов используют транзисторы, при этом БЭ — замыкают, а БК переход используется как диод, его параметры:

$$I_{обр} < 0,1mA;$$

$$U_{прбк} = 0,6B.$$

Резисторы получают методом диффузии на базе основного полупроводника (кремния), чем тоньше напыление, тем больше сопротивление резистора. Номиналы резисторов:

$$R = 10\Omega \div 500k\Omega \text{ с классом точности } 15\%.$$

Для получения конденсаторов используют  $p-n$  переход в запертом состоянии. В зависимости от величины запирающего напряжения можно получить ёмкости порядка  $C = 1 \div 100n\Phi$ .

Для гибридно-пленочной технологии базовыми элементами являются резисторы и конденсаторы. Резисторы более стабильны, имеют более низкий ТКС и более широкий диапазон номиналов.

$$R = 10\Omega \div 20M\Omega, \text{ точность } 3\%;$$

$$C = 10n\Phi \div 3мк\Phi, \text{ точность } 3\%.$$

В этой технологии транзисторы применяют дискретные, в безкорпусном исполнении.

Характерною особенностью интегральной схемотехники является наличие взаимных компонентов. При изготовлении ИС, характеристики элементов получаются довольно близкие и взаимосвязанные при изменении внешних условий. На рис. 8.1 представлена схема усилительного каскада, где  $R_k$  и  $R_3$  являются взаимными компонентами, поэтому при изменении внешних факторов коэффициент усиления изменяться практически не будет,  $K_u \approx -\frac{R_k}{R_3}$ .

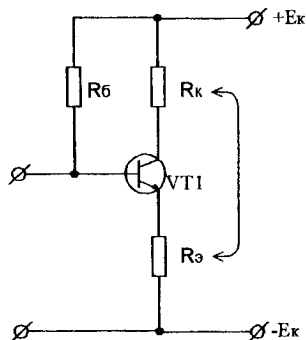


Рисунок 8.1 — Усилительный каскад

На рис. 8.2 представлен типовой дифференциальный каскад ИС, где взаимными компонентами кроме резисторов являются ещё и транзисторы VT1 и VT2. Обладая близкими и идентичными характеристиками, они существенно уменьшают температурный дрейф и дрейф от нестабильности источников питания, упрощают балансировку каскада, а также обуславливают хорошее подавление синфазного сигнала.

Коэффициент ослабления синфазного сигнала (КОСС) определяется выражением:

$$КОСС = \frac{K_{U_{диф}}}{K_{U_{синф}}},$$

где  $K_{U_{диф}}$ ,  $K_{U_{синф}}$  — коэффициенты усиления для дифференциального и синфазного сигналов соответственно.

$K_{U_{синф}}$  в идеальном случае равен нулю, в реальном — порядка единицы. Желательно иметь КОСС порядка  $10^5 \div 10^6$  [16].

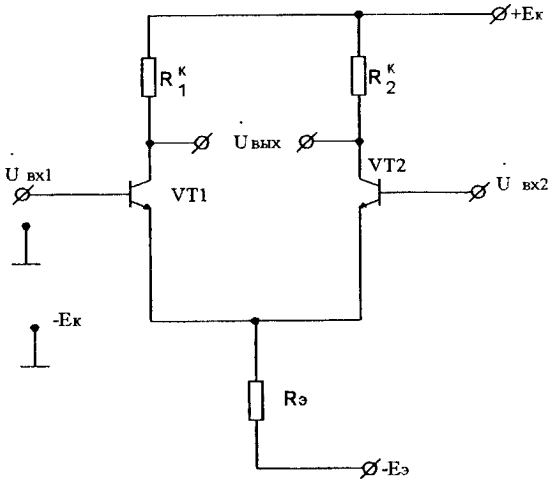


Рисунок 8.2 — Схема дифференциального каскада

Дрейф усилителя в основном определяется входным каскадом: температурным дрейфом, временной нестабильностью элементов [17]. Дрейф дифференциального каскада на порядок меньше одиночного. Если выполнить дифференциальный усилитель в интегральном исполнении, то его дрейф получается на порядок—два меньше чем в дифференциальном с дискретными транзисторами, он также имеет больший коэффициент подавления синфазного сигнала. На входе ОУ, как правило, ставят дифференциальный усилитель, чтобы подавить наводки и усилить  $U_{\text{ср}}$ . Длина входных проводов к источникам сигналов должна быть как можно более короткой, с использованием экранирования.

Типовая схема дифференциального входного каскада в интегральном исполнении приведена на рис. 8.3. Транзистор VT3 работает в режиме источника тока, обладает большим внутренним сопротивлением и улучшает характеристики каскада. Применение элементов термокомпенсации (VD1, R1 и R2) позволяет существенно улучшить температурные характеристики каскада.

## 8.2 Напряжение смещения, входные токи и их температурные дрейфы

**Напряжение смещения.** Чувствительность дифференциального входного каскада определяется суммой напряжений смещения и их температурными дрейфами:

$$U_{зс_{\Sigma}} = U_{зс} + U'_{зс}(I_{вх}) + U_{зс}(t^o) + U'_{зс}(t^o).$$

$U_{см_{\Sigma}}$  определяет пороговую чувствительность усилителя, т.к. усиление сигналов возможно при  $U_{вх} > U_{см_{\Sigma}}$ . Следовательно, чем меньше  $U_{см_{\Sigma}}$ , тем больше чувствительность входного каскада и усилителя в целом.

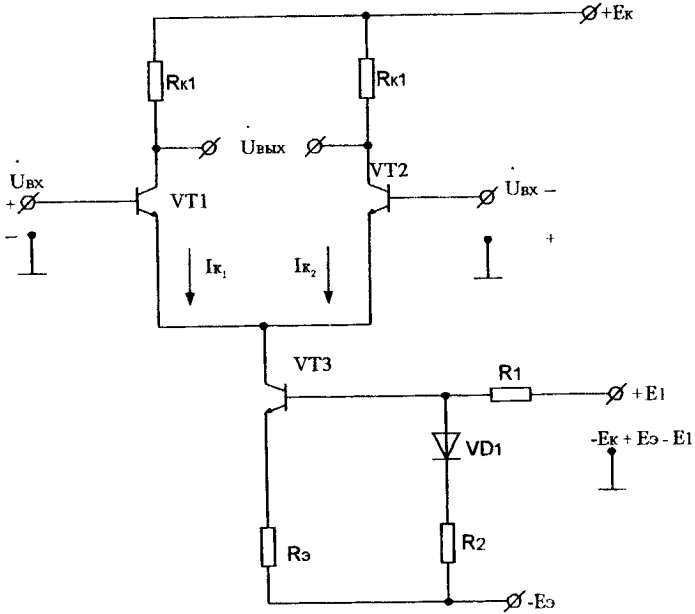


Рисунок 8.3 — Типовая схема входного каскада ОУПТ

Под напряжением смещения  $U_{см}$  понимают разность напряжений  $U_{б_1}$  первого и второго транзисторов дифференциального входного каскада при одинаковых токах коллектора. Пусть  $E_{э} = 0$ , тогда базы  $B_1$  и  $B_2$  дифференциального каскада соединены с общей шиной, между базами имеется напряжение смещения, это напряжение усиливается услителем в  $K_{U_{диф}}$  раз:

$$U_{см} = U_{б_{\Sigma 1}} - U_{б_{\Sigma 2}} \text{ при } I_{K1} = I_{K2};$$

$$U_{см} \cdot K_{U_{диф}} = U_{вых}.$$

Для компенсации  $U_{см}$  подключают на один из входов регулируемый источник напряжения равный  $U_{см}$ , но противоположный ему по знаку. Следовательно,  $U_{см}$  — это такое напряжение, которое нужно подвести ко входу усили-

теля, чтобы на его выходе получить «0».  $U_{см}$  можно скомпенсировать при номинальной (средней) температуре. С изменением температуры  $U_{см}(t^{\circ})$  изменяется и его нельзя скомпенсировать, т.е. имеет место температурный дрейф.

Для дифференциальных каскадов, построенных на дискретных элементах,  $U_{см} \cong 10 \div 100 \text{ мВ}$ , а для каскадов в интегральном исполнении  $U_{см} \cong 1 \div 10 \text{ мВ}$ , то есть каскады и усилители в интегральном исполнении имеют значительно лучшие характеристики.

**Температурный дрейф  $U_{см}$ .** Дрейф напряжения смещения определяется температурным дрейфом напряжений  $U_{бэ}$ .

Связь между током эмиттера  $I_{э}$  и напряжением  $U_{бэ}$  определяется выражением:

$$I_{э} = I_{э0} \left( e^{\frac{U_{бэ}}{\varphi_T}} - 1 \right),$$

где  $\varphi_T = \frac{kT}{q}$  — тепловой потенциал,  $I_{э0}$  — обратный тепловой ток эмиттера

(см. рис. 8.4).

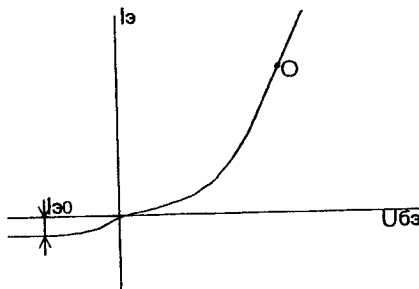


Рисунок 8.4 — ВАХ транзистора

При нормальных условиях  $\varphi_T \cong 25 \text{ мВ}$ , и в прямом включении транзистора

$\frac{U_{бэ}}{e \varphi_T} \gg 1$ , тогда

$$\frac{U_{бэ}}{\varphi_T} = \ln \frac{I_{э}}{I_{э0}};$$

$$U_{бэ} = \varphi_T \cdot \ln \frac{I_{э}}{I_{э0}}. \quad (8.1)$$



Поскольку тепловой ток эмиттера в сильной степени зависит от температуры  $I_{э0} = f(\varphi^0)$ , то и напряжение база-эмиттер также зависит от температуры  $U_{бэ} = \xi(\varphi^0)$ .

Продифференцировав выражение (8.1) по температуре  $T$  и проведя упрощения, получим:

$$\frac{dU_{бэ}}{dT} = \frac{U_{бэ}}{T} - \frac{\varphi_T}{I_{э0}} \cdot \frac{dI_{э0}}{dT}.$$

Поскольку  $U_{см} = U_{бэ1} - U_{бэ2}$ , то  $\frac{dU_{см}}{dT}$  можно определить так:

$$\begin{aligned} \frac{dU_{см}}{dT} &= \frac{dU_{бэ1}}{dT} - \frac{dU_{бэ2}}{dT} = \frac{U_{бэ1}}{T} - \frac{U_{бэ2}}{T} - \frac{\varphi_T}{I_{э0}} \cdot \frac{dI_{э0}}{dT} + \frac{\varphi_T}{I_{э0}} \cdot \frac{dI_{э0}}{dT} = \frac{U_{бэ1}}{T} - \frac{U_{бэ2}}{T} = \\ &= \frac{U_{бэ1} - U_{бэ2}}{T} = \frac{U_{см}}{T}. \end{aligned}$$

Таким образом,  $\frac{dU_{см}}{dT} = \frac{U_{см}}{T}$ . Следовательно, температурный дрейф напряжения смещения пропорционален  $U_{см}$ . Поскольку  $U_{см}$  дифференциального каскада, выполненного в интегральном исполнении, меньше на порядок, чем в дискретном исполнении, то температурный дрейф  $U_{см}$  микросхем в интегральном исполнении также на порядок ниже.

Пусть  $\frac{dU_{см}}{dT} = C$ , тогда

$$U_{см}(T) = C \cdot T. \quad (8.2)$$

Следовательно,  $U_{см}(T)$  — линейная функция температуры с коэффициентом углового наклона  $C$ .

На рис. 8.5 представлены температурные дрейфы  $U_{см}$  для двух микросхем с напряжением смещения 1 мВ (1) и 5 мВ (2). Крутизна характеристики 2 в 5 раз больше, чем характеристики 1.

Для компенсации  $U_{см}$  при средней температуре (300°K) необходимо подать 1 мВ для первой микросхемы (1') и 5 мВ для второй (2'). Компенсация статической составляющей  $U_{см}$  — повышает пороговую чувствительность усилителя. Для второй микросхемы пороговая чувствительность в 5 раза хуже, чем для первой. Следовательно, чем меньше напряжение смещения микросхемы, тем меньше коэффициент  $C$  и выше пороговая чувствительность.

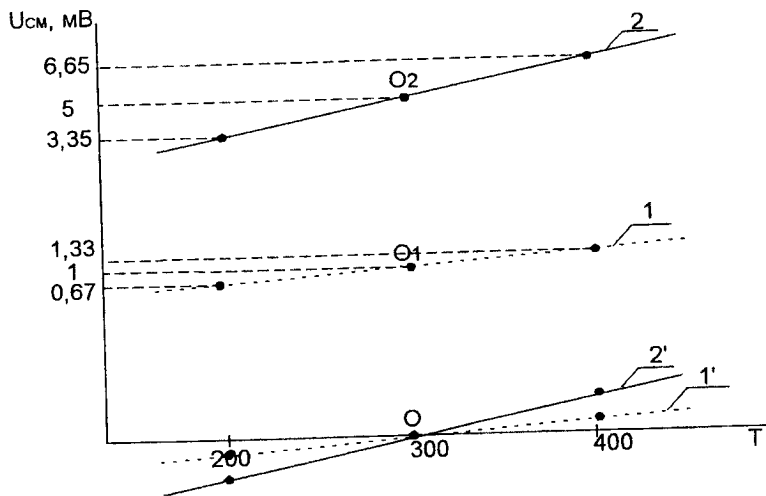


Рисунок 8.5 — Зависимость напряжения смещения от температуры

### Входные токи, разностный входной ток и их температурные дрейфы.

Режим по постоянному току каскада (Рис. 8.6) рассчитан таким образом, что потенциалы баз (точки 1 и 2) по отношению к общей шине (точка 0) равны нулю ( $\varphi_1 = \varphi_2 = 0$ ), что позволяет подключать непосредственно между входами (точки 1 и 2) и общей шиной источники входных сигналов  $E_{вх}$ . Причем  $E_{вх}$  равны по величине, но противофазны. Даже при равенстве внутренних сопротивлений  $r_{вн1} = r_{вн2}$  входные токи  $I_{вх1} \neq I_{вх2}$  (близки, но не равны), поэтому потенциалы точек 1 и 2 неодинаковы.

$$U_{10} = I_{вх1} \cdot r_{вн1} \neq U_{20} = I_{вх2} \cdot r_{вн2}.$$

Следовательно,

$$U_{21} = U_{20} - U_{10} = r_{вн} (I_{вх1} - I_{вх2}) = I_{вх\text{разн}} \cdot r_{вн},$$

где  $I_{вх\text{разн}}$  — разностный входной ток, определяемый асимметрией входных токов.

Если  $E_{вх} = 0$ , то между базами имеет место напряжение  $U_{21} = I_{вх\text{разн}} \cdot r_{вн}$ , которое усиливается усилительным каскадом с коэффициентом усиления  $K_{u\text{диф}}$ , что дополнительно напряжению смещения смещает «0» на выходе усилителя:

$$U_{вых} = U_{21} \cdot K_{u\text{диф}} \neq 0.$$

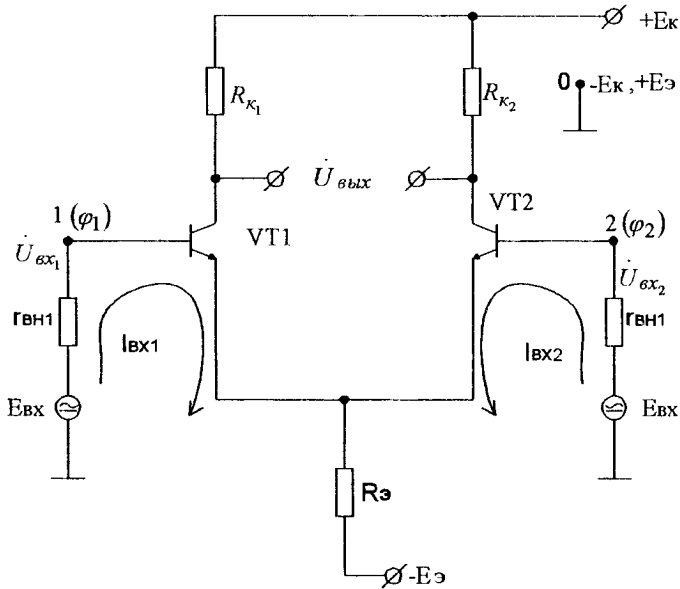


Рисунок 8.6 — Дифференциальный входной каскад, входные токи

Напряжение смещения, вызванное разностным входным током,  $U'_{см} = U_{21} = I_{вх\text{разн}} \cdot r_{бн}$  аналогично рассмотренному ранее  $U_{см}$  и действует параллельно с ним. Для уменьшения  $U'_{см}$  рекомендуется уменьшать входные токи, это приводит к уменьшению  $I_{вх\text{разн}}$ , и применять каскад в интегральном исполнении, обладающем большей симметрией и, значит, меньшим разностным током. Рекомендуют также применять источники входных сигналов с малыми  $r_{бн}$ . Как правило,  $U_{см}$  и  $U'_{см}(I_{вх})$  соизмеримы, что требует учета обоих напряжений смещения.

Входные токи являются токами баз дифференциального входного каскада.

$$I_{вх} = I_b = \frac{I_k}{\beta}, \quad (8.3)$$

где  $\beta = h_{21}$ , соответствующего транзистора.

Из трех основных причин температурной нестабильности биполярных транзисторов первой для кремниевого транзистора можно пренебречь —  $I_{к0}(\varrho^0) \approx 0$ .

Вторая причина, вызванная смещением входных характеристик транзистора, обуславливает дрейф напряжения смещения, рассмотренный выше  $U_{ex}(t^\circ) = CT$ .

Третья причина температурной нестабильности это изменение коэффициента передачи по току транзистора в функции от температуры.  $\beta(h_{21\beta})$  или  $\alpha(h_{21\alpha})$ , изменяясь от  $t^\circ\text{C}$  и создает дрейф входных токов  $I_{ex1}, I_{ex2}$ .

Определим производную  $\frac{dI_{ex}}{dT}$ , взяв значение  $I_{ex}$  из выражения (8.3)

$$\frac{dI_{ex}}{dT} = -\frac{d\beta}{dT} \cdot \frac{I_K}{\beta^2} \quad \text{т.к. } I_K = \text{const, и } \frac{dI_K}{dT} = 0.$$

Тогда

$$\frac{dI_{ex}}{dT} = -\frac{1}{\beta} \frac{d\beta}{dT} \cdot I_{ex},$$

где  $\frac{1}{\beta} \frac{d\beta}{dT} = C$  — относительное изменение  $\beta$  от  $T$ .

Окончательно получим

$$\frac{dI_{ex}}{dT} = -C \cdot I_{ex}. \quad (8.4)$$

Для уменьшения дрейфа, вызванного входным током, необходимо уменьшать  $I_{ex}$ , для чего ставят дифференциальный каскад в режиме микротоков  $I_{ex} \approx (1 \div 10 \text{ мкА})$ .

Определим разностный входной ток и его температурный дрейф.

$$I_{ex\text{ разн}} = I_{ex1} - I_{ex2} = \frac{I_{K1}}{\beta_1} - \frac{I_{K2}}{\beta_2} = \frac{I_{K1} \cdot \beta_2 - I_{K2} \cdot \beta_1}{\beta_1 \cdot \beta_2}.$$

В дифференциальном входном каскаде можно считать, что  $I_{K1} \approx I_{K2}$ . Обозначим  $\beta_2 - \beta_1 = \Delta\beta$ . Поскольку  $\beta_2 \approx \beta_1$ , то их произведение примерно равняется  $\beta^2$ . Откуда следует:

$$I_{ex\text{ разн}} = \frac{I_K \cdot \Delta\beta}{\beta^2} = \frac{\Delta\beta}{\beta} \cdot I_{ex}.$$

Для уменьшения  $I_{ex\text{ разн}}$  рекомендуют уменьшать входной ток и согласовывать транзисторы по коэффициенту усиления  $\beta_2 = \beta_1$ .

Взяв производную входного разностного тока по температуре, по аналогии с предыдущим случаем, получим

$$\frac{dI_{\text{вх разн}}}{dT} = -\frac{1}{\beta} \frac{d\beta}{dT} \cdot I_{\text{вх разн}}; \quad \frac{dI_{\text{вх разн}}}{dT} = -C' \cdot I_{\text{вх разн}}$$

Для уменьшения дрейфа необходимо уменьшить  $I_{\text{вх разн}}$ .

Если каскад выполнен в интегральном исполнении, транзисторы согласованы по  $\beta$  с погрешностью порядка 5%, тогда дрейф  $I_{\text{вх разн}}$  будет в 20 раз меньше дрейфа  $I_{\text{вх}}$ .

Дрейф  $I_{\text{вх}}$  и  $I_{\text{вх разн}}$  пропорционален  $C'$  — крутизне характеристики дрейфа от температуры, которая является нелинейной функцией температуры. Для удобства расчетов эту нелинейную функцию аппроксимируют двумя прямыми с угловыми коэффициентами  $-1,5\%/град$  и  $-0,5\%/град$  с точкой перехода по температуре  $25^\circ\text{C}$  [14] (см. рис.8.7).

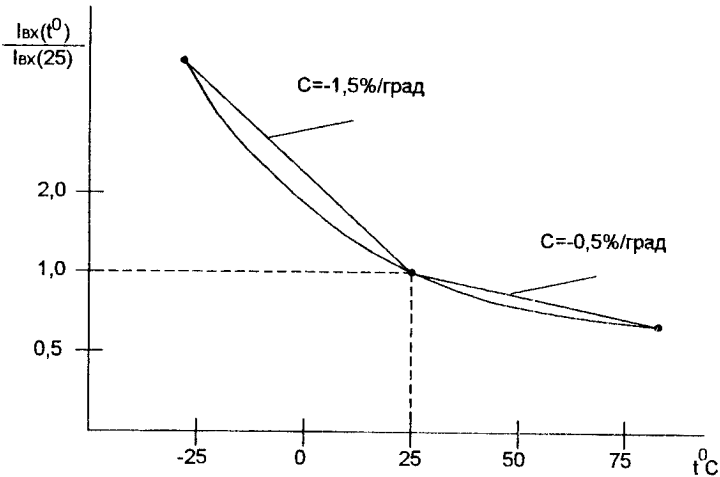


Рисунок 8.7 — Зависимость крутизны характеристики дрейфа  $C$  от температуры

При расчетах температурного дрейфа, вызванного входными токами, коэффициент  $C'$  считают для  $T > 25^\circ$  равным  $-0,5\%/град$ , а для  $T < 25^\circ$   $C' = -1,5\%/град$ .

Поскольку для температурного дрейфа, вызванного напряжением смещения ( $U_{\text{см}}(T) = CT$ ), коэффициент  $C$  положителен, а для дрейфа, вызванного входными токами  $U'_{\text{см}}(T) = I_{\text{вх разн}}(T)r_{\text{вн}}$  коэффициент  $C'$  отрицателен, про-

исходит частичная компенсация дрейфа. Построение суммарного дрейфа, обусловленного  $U_{см}(T)$  и  $U'_{см}(T)$  приведено на рис. 8.8. Здесь же показаны варианты компенсации статической составляющей дрейфа путем подачи на вход усилителя  $U_{см\Sigma}$  для обеспечения большей чувствительности усилительного каскада.

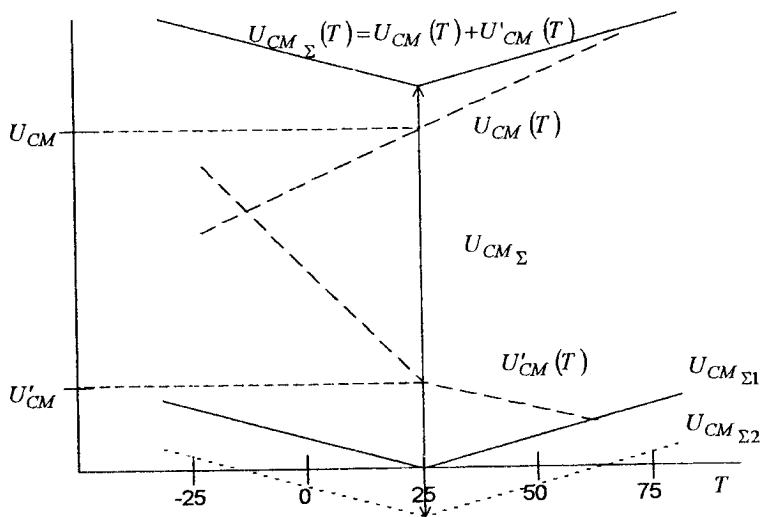


Рисунок 8.8 — Зависимость напряжения смещения от температуры  $U_{см}(T)$ ,  $U'_{см}(T)$  и суммарного дрейфа  $U_{см\Sigma}(T)$

Для уменьшения дрейфа входных токов применяют схему Дарлингтона (рис. 8.9) [15]. При этом для уменьшения  $U'_{см}(I_{вх})$  уменьшают входные токи, применяя составные транзисторы, которые позволяют уменьшить входные токи.

$$I'_{вх1} = I_{вх1} / \beta'_1; \quad I'_{вх2} = I_{вх2} / \beta'_2;$$

где  $\beta'_1$  и  $\beta'_2$  — коэффициенты усиления по току дополнительных транзисторов в VT1' и VT2'.

С уменьшением  $I'_{вх}$  уменьшаются также их температурные дрейфы, однако при этом возрастает напряжение смещения вдвое за счет последовательно-

го включения напряжений  $U_{БЭ1}$  и  $U'_{БЭ1}$ ,  $U_{БЭ2}$  и  $U'_{БЭ2}$  от  $T^\circ$ , что ухудшает приблизительно вдвое дрейф от напряжения смещения.

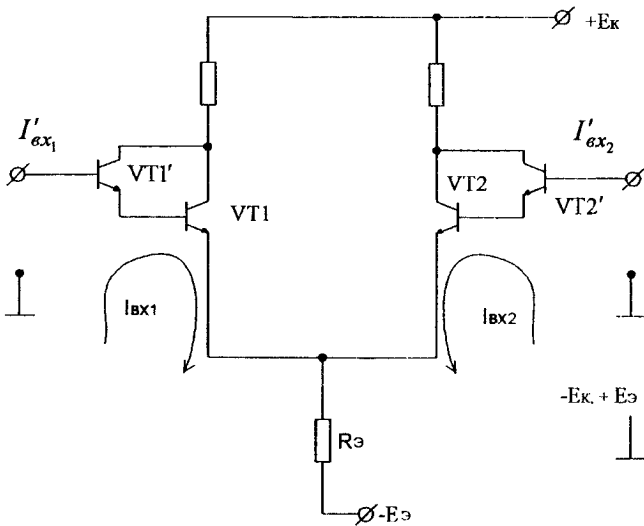


Рисунок 8.9 — Схема Дарлингтона

### 8.3 Операционные усилители, эквивалентная схема усилителя

Операционные усилители постоянного тока (ОУПТ) являются широко распространенным базовым элементом аналоговой схемотехники [3, 14, 15], на котором могут быть реализованы линейные и нелинейные функциональные преобразователи, т.е. аппаратными средствами могут быть реализованы практически любые математические функции. Обозначение ОУПТ на электрических схемах приведено на рис. 8.10.

Особенности построения, свойства и основные параметры усилителей постоянного тока были рассмотрены в разделе 7.1. Эквивалентная схема ОУПТ приведена на рис. 8.11

Между входами (базы транзисторов дифференциального входного каскада) и общей шиной имеют место входные сопротивления  $R_{вх1}$  и  $R_{вх2}$ , входные базовые токи  $I_{вх1}$  и  $I_{вх2}$  моделируются соответствующими источниками тока. Сопротивление между базами дифференцирующего каскада представляют резистором  $R_{вхдиф}$ , а напряжение между базами моделируют величиной  $U_{смΣ}$ .

$R_{\alpha 1}, R_{\alpha 2}, I_{\alpha 1}, I_{\alpha 2}, R_{\alpha \text{диф}}, U_{\text{см}\Sigma}, R_{\text{вых}}, K_{\text{хх}}$  — можно установить для конкретных микросхем по справочникам [18].

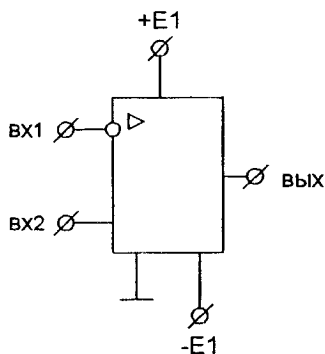


Рисунок 8.10 — Условное графическое изображение ОУПТ

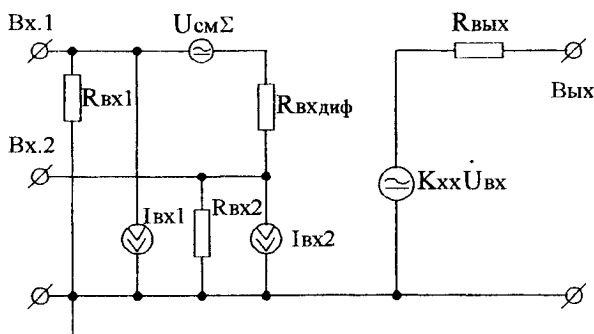


Рисунок 8.11 — Эквивалентная схема ОУПТ

Суммарное напряжение смещения  $U_{\text{см}\Sigma}$  и входные токи  $I_{\alpha 1}, I_{\alpha 2}$  являются источниками погрешностей конкретной микросхемы (ОУПТ).

Суммарное напряжение смещения представляет суммой температурного и временного дрейфов усилителя:

$$U_{\text{см}\Sigma} = U_{\text{см}\Sigma}(t^0) + U_{\text{см}\Sigma}(t).$$

Температурный дрейф напряжения смещения подробно рассмотрен в разделе 8.2.

Временный дрейф в основном обусловлен нестабильностью источников питания  $U_{\text{пит}1}$  и  $U_{\text{пит}2}$ , и его можно представить в виде:



$$U_{cM\Sigma}(t) = U_{cM} + \frac{\partial U_{cM}}{\partial U_{num1}} \Delta U_{num1} \Big|_{U_{num2} = const} + \frac{\partial U_{cM}}{\partial U_{num2}} \Delta U_{num2} \Big|_{U_{num1} = const}$$

Аналогично можно представить дрейфы входных токов ( $I_{ex1}$  и  $I_{ex2}$ ):

$$I_{exi\Sigma} = I_{exi\Sigma}(t^0) + I_{exi\Sigma}(t).$$

Температурный дрейф входных токов рассмотрен в разделе 8.2. Временной представим в виде:

$$I_{exi\Sigma}(t) = I_{exi\Sigma} + \frac{\partial I_{exi\Sigma}}{\partial U_{num1}} \Delta U_{num1} \Big|_{U_{num2} = const} + \frac{\partial I_{exi\Sigma}}{\partial U_{num2}} \Delta U_{num2} \Big|_{U_{num1} = const}$$

Коэффициенты уравнений, определяемые частными производными, приведены в соответствующих справочниках, а также могут быть определены экспериментально.

Под **идеальным ОУПТ** понимают усилитель, обладающий следующими параметрами:

$$K_u \rightarrow \infty; \quad R_{exi} \rightarrow \infty; \quad R_{вых} \rightarrow 0; \quad f_{zp} \rightarrow \infty;$$

$$U_{cM} \rightarrow 0; \quad I_{exi} \rightarrow 0; \quad U_{cM}(T) \rightarrow 0; \quad I_{exi}(T) \rightarrow 0; \quad \frac{\partial U_{cM}}{\partial U_{numi}} \rightarrow 0.$$

**Реальные ОУПТ** обладают параметрами, близкими к идеальным [18]:

$$K_u = 10^3 \div 10^5; \quad R_{exi} = 10 - 100 \text{ кОм}; \quad R_{вых} = 200 - 600 \text{ Ом (без ОС)};$$

$$f_{zp} = 10 \text{ МГц}; \quad U_{cM} = 1 \text{ мВ}; \quad I_{exi} = 1 \text{ мкА (для схемы Дарлингтона 0,1 мкА)}.$$

Это позволяет сделать допущение, что реальные ОУПТ близки к идеальным.

Под **решающими усилителями** понимают ОУ с внешними элементами. На рис. 8.12 представлен решающий ОУ, который выполняет функцию инвертирующего усилителя. Это могут быть функции интегрирования, дифференцирования, суммирования, логарифмирования и др. Для решающих ОУ точка 1 является виртуальным условным нулем. Это можно доказать тем, что при любом значении выходного напряжения напряжение между зажимами 1 и 0

$$U_{10} = \frac{U_{вых}}{K}, \text{ где } K \text{ — коэффициент усиления микросхемы. При } K \rightarrow \infty,$$

$U_{10} \rightarrow 0$ , что обеспечивает в точке 1 условный нуль напряжения. Как это будет

показано в следующих разделах, допущение  $U_{10} \rightarrow 0$  существенно упрощает расчеты репающих усилителей.

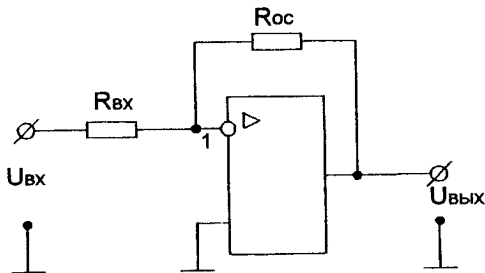


Рисунок 8.12 — Схема репающего усилителя

#### 8.4 Экспериментальное определение основных параметров операционных усилителей

##### Определение напряжения смещения $U_{см}$ .

Схема для экспериментального определения напряжения смещения представлена на рис.8.13. Для определения расчетных соотношений выполним ряд преобразований.

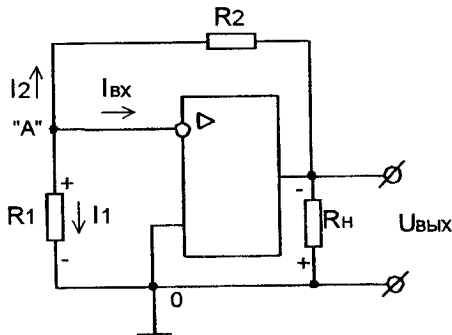


Рисунок 8.13 — Схема для определения  $U_{см}$

Для точки А, в соответствии с первым законом Кирхгофа, имеем:

$$I_{вх} + I_1 + I_2 = 0.$$

На входе усилителя, между точками «А» и «0», имеет место измеряемое напряжение смещения. Пусть его полярность будет + в точке «А», - в точке

«0». Тогда на выходе усилителя в соответствии с фазовыми соотношениями напряжение будет отрицательным. Выразив токи через напряжения и сопротивления, получим:

$$\frac{U_{CM}}{R_1} + \frac{U_{CM} + U_{вых}}{R_2} + I_{вх} = 0; \text{ или } \frac{U_{CM}}{R_1} + \frac{U_{CM}}{R_2} + I_{вх} = -\frac{U_{вых}}{R_2};$$

тогда 
$$U_{CM} \left( \frac{R_2}{R_1} + 1 \right) + I_{вх} \cdot R_2 = -U_{вых}. \quad (8.5)$$

Если выполняется неравенство

$$U_{CM} \left( \frac{R_2}{R_1} + 1 \right) \gg I_{вх} \cdot R_2, \quad (8.6)$$

то

$$U_{CM} \left( \frac{R_2}{R_1} + 1 \right) = -U_{вых}.$$

Отсюда получим:

$$U_{CM} = -\frac{U_{вых}}{\left( \frac{R_2}{R_1} + 1 \right)}. \quad (8.7)$$

Обычно принимают  $\left( \frac{R_2}{R_1} + 1 \right) \approx 100 \div 500$ , при измеряемых  $U_{CM} = 1 \div 10$  мВ с учетом максимальных значений выходных сигналов амплитудной характеристики усилителя порядка 6–12 В.

Для выполнения неравенства (8.6)  $I_{вх} \cdot R_2 \ll U_{CM} \left( \frac{R_2}{R_1} + 1 \right)$  с учетом наилучшего случая  $\left( U_{CM} = 1 \text{ мВ}, \frac{R_2}{R_1} + 1 = 100 \right)$  можно принять значение  $I_{вх} \cdot R_2 \approx 10$  мВ. Тогда, при типовых значениях  $I_{вх} \approx 1$  мкА получим  $R_2 \leq 10$  кОм. Приняв, например  $R_2 = 5,1$  кОм, получим основную погрешность измерения  $U_{CM}$ , обусловленную влиянием входного тока,  $\delta \leq 5\%$ . Тогда для обеспечения коэффициента усиления 100 примем  $R_1 = 51$  Ом.

Установив полученные значения резисторов на экспериментальный макет и подключив соответствующим образом исследуемую микросхему, необходимо цифровым (или точным) вольтметром измерить выходное напряжение и по представленной выше формуле (8.7) рассчитать напряжение смещения микросхемы. Для обеспечения общей относительной погрешности измерения

$\delta \Sigma \leq 5\%$  необходимо обеспечить значения номиналов резисторов с погрешностью порядка 1% и класс точности вольтметра не хуже 1.

Для экспериментального определения температурного дрейфа усилителя необходимо установить его в термостат и, изменяя температуру в требуемом диапазоне, зафиксировать выходные напряжения. Для определения временного дрейфа, обусловленного нестабильностью выходного напряжения усилителя, необходимо экспериментально определить зависимости:

$$U_{см} = \varphi(U_{num_1}), \text{ при } U_{num_2} = \text{const};$$

$$U_{см} = \psi(U_{num_2}), \text{ при } U_{num_1} = \text{const}.$$

На основании этих зависимостей находят коэффициенты  $\frac{\partial U_{см}}{\partial U_{num_1}}$  и

$\frac{\partial U_{см}}{\partial U_{num_2}}$  (см. рис.8.14 и рис.8.15), на основании которых по приведенным вы-

ше формулам рассчитывают временной дрейф усилителя.

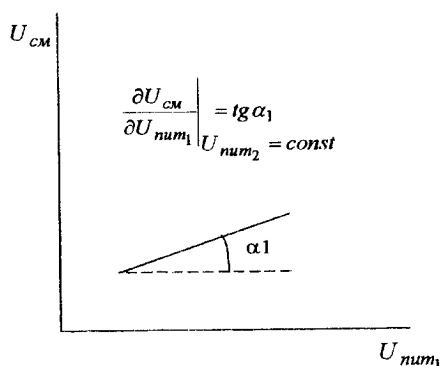


Рисунок 8.14 — Зависимость  $U_{см}$  от напряжения питания  $U_{num_1}$

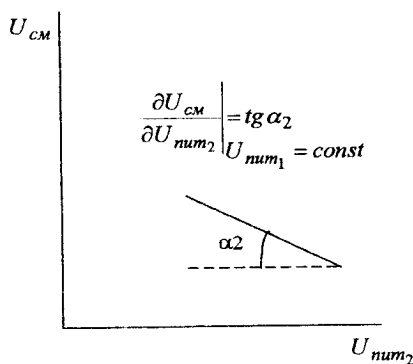


Рисунок 8.15 — Зависимость  $U_{см}$  от напряжения питания  $U_{num_2}$

### Определение входных токов ОУПТ

Схема для определения входного тока  $I_{вх1}$  (неинвертирующий вход) представлена на рис.8.16.

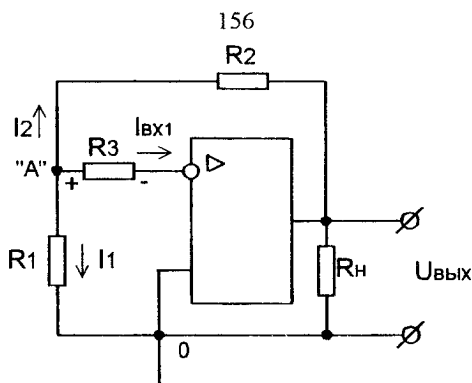


Рисунок 8.16 — Схема для измерения входного тока  $I_{вх1}$

Схема использует метод косвенного определения тока, применяя точное сопротивление  $R_3$ , напряжение с которого  $U_{R3}$  подают на вход ОУПТ, усиливая его в  $k$  раз и, измеряя выходное напряжение  $U_{вых}$ , рассчитывают  $I_{вх1}$ .

Основная составляющая погрешности измерения этого метода — усиление, наряду с полезным  $U_{R3}$ , еще и  $U_{см}$ . Потребовав определенные значения соотношений  $U_{см}$  и  $U_{R3}$ , получим требуемую погрешность. Для представленной схемы

$$U_{A0} = U_{см} + I_{вх1} \cdot R_3.$$

Подставив  $U_{A0}$  вместо  $U_{см}$  в выведенное выше соотношение (8.5), получим:

$$\left( U_{см} + I_{вх1} \cdot R_3 \right) \left( \frac{R_2}{R_1} + 1 \right) + I_{вх1} \cdot R_2 = -U_{вых}.$$

В этом случае необходимо обеспечить выполнение двух неравенств:

$$U_{см} \ll I_{вх1} \cdot R_3, \quad (8.8)$$

$$I_{вх1} \cdot R_3 \left( \frac{R_2}{R_1} + 1 \right) \gg I_{вх1} \cdot R_2. \quad (8.9)$$

При их выполнении получим искомое соотношение:

$$I_{вх1} = - \frac{U_{вых}}{R_3 \left( \frac{R_2}{R_1} + 1 \right)}.$$

Обоснование выбора  $R_3$ :

Если  $U_{см} = 1$  мВ, то при  $I_{вх1} \cdot R_3 > 10$  мВ дополнительная относительная погрешность определения  $I_{вх1}$   $\delta_1 = 10\%$ . При типовых  $I_{вх1} \cong 1$  мкА необходимо принять  $R_3 > 10$  кОм.

Приняв  $R_3 = 50$  кОм, получим дополнительную погрешность  $\delta_2 = 2\%$ .

При этом  $I_{вх1} \cdot R_3 = 50$  мВ, и выходное напряжение  $U_{вых} \pm 5$  В при значениях  $R_2 = 5,1$  кОм,  $R_1 = 51$  Ом.

Суммарная погрешность измерений  $I_{вх1}$  определяется основной погрешностью измерений  $\delta_1$  и дополнительной  $\delta_2$

$$\delta_{\Sigma} = \sqrt{\delta_1^2 + \delta_2^2},$$

значение которой составляет приблизительно 5,5%.

Измерение  $I_{вх2}$  аналогично, обеспечивается подключением  $R'_3$  к неинвертирующему входу (см. рис. 8.17).

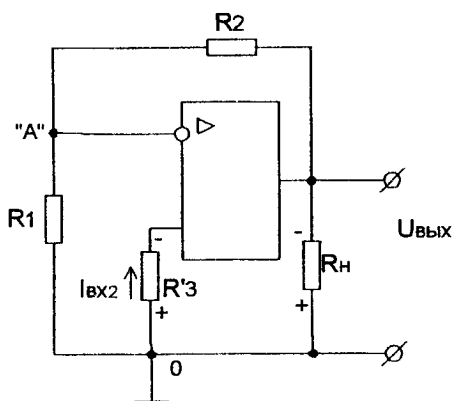


Рисунок 8.17 — Схема для измерения входного тока  $I_{вх2}$

Аналогично получаем:

$$U_{A0} = U_{см} - U_{R'_3} = U_{см} - I_{вх2} \cdot R'_3,$$

$$\left( U_{см} - I_{вх2} \cdot R'_3 \right) \left( \frac{R_2}{R_1} + 1 \right) + I_{вх2} \cdot R_2 = -U_{вых}.$$

Тогда

$$I_{ex2} = -\frac{U_{вых}}{R_3' \left( \frac{R_2}{R_1} + 1 \right)}.$$

Разностный входной ток  $I_{ex\,разн}$  определяют путем вычитания установленных значений токов  $I_{ex1}$  и  $I_{ex2}$ . Измерение температурных и временных дрейфов входных токов производят аналогично дрейфам напряжения смещения.

### Вопросы к разделу 8

1. Какие элементы интегральных микросхем являются взаимными компонентами? Каково их влияние на характеристики микросхем?
2. Объясните физический смысл напряжения смещения дифференциального каскада, установите его величину и температурный дрейф. Каково влияние напряжения смещения на величину дрейфа?
3. Установите влияние входных токов дифференциального каскада и разностного входного тока на величину дополнительного напряжения смещения, определите его значение.
4. Установите зависимость дополнительного напряжения смещения от температуры, обусловленного разностным входным током.
5. Объясните преимущества и недостатки схемы Дарлингтона.
6. Нарисуйте эквивалентную схему ОУПТ и укажите основные источники погрешностей.

## Раздел 9 ОБОБЩЕННАЯ МЕТОДИКА РАСЧЕТА ЭЛЕКТРОННОЙ СИСТЕМЫ С ПОМОЩЬЮ ЛОГАРИФМИЧЕСКИХ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

### 9.1 Пространство состояний, передаточная функция, декомпозиция системы

Основой для проведения анализа свойств существующих и направленного синтеза новых электронных систем с заданными характеристиками является их математическое описание или математическая модель. Основным вопросом, с которым приходится сталкиваться при составлении математической модели, является вопрос ее адекватности реально существующему объекту. Выбранная математическая модель должна, с одной стороны, отражать свойства реального объекта с требуемой степенью точности, а с другой — быть не слишком сложной, что предопределяет получение конечного результата доступными средствами.

В общем случае элементы, используемые для построения усилительных устройств, имеют нелинейные характеристики, причем их параметры зависят как от времени, так и от внешних условий эксплуатации. Поэтому точное математическое описание электронных систем, в том числе и усилительных устройств, достаточно громоздко и базируется на использовании систем нелинейных дифференциальных уравнений, параметры которых зависят от времени и различных внешних возмущающих воздействий.

Однако в большинстве практических случаев этими зависимостями можно пренебречь и с точки зрения математического описания рассматривать усилительное устройство как непрерывную линейную стационарную систему с сосредоточенными параметрами и детерминированным законом управления.

Непрерывной называется система, в которой все сигналы ее компонентов являются непрерывными функциями времени или частоты; линейной — система, для которой справедлив принцип суперпозиции; стационарной — система, параметры и характеристики которой не зависят от времени. Детерминированным называется закон управления, предполагающий однозначную связь между входным воздействием и соответствующим значением выходного параметра. Для описания непрерывных линейных, стационарных систем получили распространение математические модели



в виде однородных и неоднородных дифференциальных уравнений, форсированных и нефорсированных передаточных функций в операторной форме записи и форме преобразования Лапласа и их эквиваленты в пространстве переменных состояний.

Для стационарной системы передаточная функция определяется как отношение изображений Лапласа при нулевых начальных условиях

$$W(p) = \frac{Y(p)}{X(p)} = \frac{b_0 + b_1 p + \dots + b_d p^d}{a_0 + a_1 p + \dots + a_n p^n}, \quad (9.1)$$

где для, так называемых физически реализованных систем,  $d \leq n$ .

Коэффициенты  $a_i$ ,  $b_j$  известные и постоянные. Если исключить случай так называемых сокращаемых нулей и полюсов, передаточная функция однозначно отвечает дифференциальному уравнению

$$a_n Y^{(n)} + \dots + a_1 \dot{Y} + a_0 Y = b_0 x + b_1 \dot{x} + \dots + b_d x^{(d)}. \quad (9.2)$$

Введем обозначение

$$Y = Y_1, \dot{Y} = Y_2, \dots, Y^{(n-1)} = Y_n, \\ u_1 = b_0 x + b_1 \dot{x} + \dots + b_d x^{(d)} \dots$$

Получим следующее описание в пространстве состояний  $(Y_1, Y_2, \dots, Y_n) \in R^n$

$$Y = AY + Bu, \quad (9.3)$$

где

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \hline -\frac{a_0}{a_n} & -\frac{a_1}{a_n} & -\frac{a_2}{a_n} & \dots & -\frac{a_{n-1}}{a_n} \end{bmatrix},$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & a_n^{-1} \end{bmatrix}^T,$$

$Y$  — переменные состояния,

$u$  — вектор управления.

Уравнение с матрицей называют уравнением в форме Фробениуса. Часто измерению доступна лишь величина  $x$ , а величины  $\dot{x}$ , ...,  $x^{(d)}$  могут быть лишь оценены на основе того ли другого алгоритма. В таких случаях использование таких уравнений оказывается неудобным.

Второе описание форсированной электронной системы с передаточной функцией в пространстве состояний

$$\dot{Y} = AY + Bx, \quad (9.4)$$

$$Y = Y_1 + \beta_0 x, \quad (9.5)$$

где  $x$  — вектор входа.

Матрица  $A$  имеет вид, представленный выше, а матрица  $B = [\beta_1 \beta_2 \dots \beta_n]^T$ , а соотношение (9.4) можно рассматривать как скалярное уравнение наблюдения. Запишем другие уравнения в пространстве состояний, эквивалентные в понимании передаточной функции системы. Введем систему уравнений

$$\left. \begin{aligned} \dot{Y} &= Y_1 + \beta_0 x, \\ \dot{Y}_1 &= Y_2 + \beta_1 x, \\ \dot{Y}_2 &= Y_3 + \beta_2 x, \\ &\dots\dots\dots \\ \dot{Y}_{n-1} &= Y_n + \beta_{n-1} x, \\ \dot{Y}_n &= -\frac{a_0}{a_n} x_1 - \frac{a_1}{a_n} x_2 - \dots - \frac{a_{n-1}}{a_n} x_n + \beta_n x, \end{aligned} \right\} \quad (9.6)$$

где координаты  $(Y_1, Y_2, \dots, Y_n)$  отличаются от рассмотренных раньше.

Без ограничения общности можно принять, что  $m=n$  (если  $m < n$ , то соответствующее число коэффициентов в числителе передаточной функции равняется нулю). Если величины  $\beta_j$  в уравнениях (9.5, 9.6) связаны с коэффициентами передаточной функции соотношениями (9.7), то передаточная функция с новыми сменными состояниями совпадает с рассмотренной раньше.

$$\left. \begin{aligned} \beta_0 &= \frac{b_n}{a_n}, \\ \beta_1 &= \frac{b_{n-1} - a_{n-1}\beta_0}{a_n} \\ \beta_2 &= \frac{b_{n-2} - a_{n-1}\beta_1 - a_{n-2}\beta_0}{a_n} \\ &\dots\dots\dots \\ \beta_n &= \frac{b_0 - a_{n-1}\beta_{n-1} - \dots - a_1\beta_1 - a_0\beta_0}{a_n}, \end{aligned} \right\} \quad (9.7)$$

Еще одно представление в пространстве состояний можно получить путем расписания передаточной функции на простые дроби. Если корни характеристического уравнения

$$a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_0 = 0$$

(собственные числа матрицы  $A$ ) простые и равняются  $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n$ , то

$$W(p) = C_0 + \frac{C_1}{p - \lambda_1} + \frac{C_2}{p - \lambda_2} + \dots + \frac{C_n}{p - \lambda_n}, \quad (9.8)$$

где  $C_v$  ( $v=0, 1, \dots, n$ ) определяются по известным формулам.

Соотношение эквивалентно следующему выражению в оригиналах

$$Y = C_0 x + C_1 Y_1 + C_2 Y_2 + \dots + C_n Y_n,$$

где

$$\begin{aligned} \dot{Y}_1 &= \lambda_1 Y_1 + x, \\ \dot{Y}_2 &= \lambda_2 Y_2 + x, \\ &\dots\dots\dots \\ \dot{Y}_n &= \lambda_n Y_n + x. \end{aligned}$$

Таким образом, в этом пространстве состояний система описывается векторным уравнением

$$\dot{Y}_n = AY + ex, \quad (9.9)$$

где

$$A = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \lambda_2 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & \lambda_n \end{bmatrix},$$

$e = [1, 1, \dots, 1]^T$  — вектор, элементами которого являются единицы и скалярное уравнение наблюдения.

Для математического описания усилительного устройства в функции времени можно воспользоваться системой дифференциальных уравнений с постоянными коэффициентами. Реакция усилительного устройства на некоторое входное воздействие, исходная система дифференциальных уравнений может быть приведена к одному уравнению высокого порядка с мгновенными значениями входных возмущений, приложенных к разным входам усилительного

устройства, и постоянными коэффициентами, которые содержат суммы и произведения параметров элементов, входящих в состав усилительного устройства (например  $R, L, C$ ).

Уравнение (9.1) позволяет получить передаточную функцию усилительного устройства с несколькими входами по избранному входному возмущению. При получении  $W_1(p)$  предполагается, что  $U_{BX2}=0$ . Такое допущение справедливо, так как мы предположили, что наше усилительное устройство является линейной системой, для которой справедлив принцип суперпозиции, т.е. реакция на сумму воздействий равняется сумме реакций на каждое в отдельности взятое воздействие.

По аналогии с проделанным раньше, передаточную функцию можно представить в виде

$$U_{ВИХ} = W_1(p) \cdot U_{ВХ1} + W_2(p) \cdot U_{ВХ2}. \quad (9.10)$$

Полученные передаточные функции называются передаточными функциями в операторной форме.

Наряду с ними широко используются передаточные функции в форме изображений Лапласа, т.е. в виде отношений не оригиналов функций, а их изображений, полученных в соответствии с выражением

$$L[x(t)] = X(s) = \int_0^{\infty} x(t) \cdot \exp(-st) dt,$$

где  $s$  — комплексный параметр преобразования Лапласа, имеющий размерность частоты ( $1/c$ );  $L$  — указатель преобразования Лапласа;  $x(t)$  — заданная функция;  $X(s)$  — изображение заданной функции  $x(t)$ ;

$$W(s) = U_{ВЛХ}(s) / U_{ВХ}(s). \quad (9.11)$$

Следует отметить, что для случая стационарных систем, т.е. систем, в которых параметры элементов не зависят от времени, передаточная функция в форме преобразований Лапласа может быть получена из передаточной функции в операторной форме простой заменой переменной  $p$  на  $s$ . Это внешнее сходство объясняется тем, что для изображения от производной справедливо выражение

$$L\left(\frac{dx}{dt}\right) = \int_0^{\infty} \frac{dx}{dt} \exp(-st) dt = s \int_0^{\infty} x \cdot \exp(-st) dt - x(0).$$

Для случая  $x(0)=0$  имеем  $L[dx(t)/dt] = sL[x(t)]$ .

Таким образом, выражение (9.11) эквивалентно исходному дифференциальному уравнению системы (9.1) только в случае нулевых начальных условий. В противном случае выражением (9.11) для математического описания усилительного устройства пользоваться нельзя. Поясняется это следующим образом. В случае, если многочлен, описывающий поведение системы, и многочлены воздействия возмущения содержат общие нули (множители), последние при вычислении передаточной функции сокращаются. Поэтому (при произвольных начальных условиях) по полученным передаточным функциям нельзя точно восстановить исходное дифференциальное уравнение. Следовательно, нельзя правильно описать поведение усилительного устройства.

**Декомпозиция сложной электронной системы.** Передаточная функция может быть представлена в виде суммы или произведения элементарных звеньев. Как следует из (9.1) и (9.11), передаточная функция усилительного устройства в общем виде представляется отношением двух многочленов высокого порядка. Из алгебры известно, что полином произвольной степени всегда может быть представлен в виде произведения простых множителей вида  $\alpha \cdot s^2 + \beta \cdot s + \gamma$ , причем любой из коэффициентов  $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\gamma$  в общем случае может равняться нулю. Поэтому передаточная функция усилительного устройства может быть представлена в виде произведения элементарных дробей вида

$$\frac{\alpha_1 s^2 + \beta_1 s + \gamma_1}{\alpha_2 s^2 + \beta_2 s + \gamma_2} = \frac{N_1(s)}{N_2(s)}, \quad (9.12)$$

причем любой из коэффициентов данного выражения, как было отмечено, также может равняться нулю. Таким образом, описание любого усилительного устройства может быть сведено к выражению вида

$$W(p) = \frac{\prod_{i=1}^k N_1(p)}{\prod_{j=1}^f N_2(p)} = \prod_{q=1}^d N_q(p). \quad (9.13)$$

Индексы  $k$ ,  $f$ ,  $d$  выражения (9.13) связаны с индексами  $m$  и  $n$  исходного дифференциального уравнения усилительного устройства соотношениями:  $k \leq m$ ;  $d \leq f \leq n$ .

Из выражения (9.13) следует важный практический вывод, что передаточную функцию произвольного вида можно представить в виде произведения

нескольких элементарных передаточных функций, причем набор этих функций согласно (9.12) будет ограничен, т.е. функция имеет стандартный вид. Если теперь каждой элементарной передаточной функции поставить в соответствие типовое звено, то любое усилительное устройство может быть представлено в виде каскадного включения нескольких типовых звеньев.

## 9.2 Частотные характеристики электронных систем

Передаточная функция усилительного устройства позволяет легко определить его амплитудно-фазовую частотную характеристику. Последняя получается путем замены в выражениях (9.8) и (9.9) оператора  $p$  на  $j\omega$ , где  $j = \sqrt{-1}$ , а  $\omega$  — круговая частота:

$$\begin{aligned} \text{то есть} \quad P(\omega) &= \operatorname{Re}[W(j\omega)], \quad Q(\omega) = \operatorname{Im}[W(j\omega)]. \\ W(p)|_{p=j\omega} &= W(j\omega) = P(\omega) + jQ(\omega). \end{aligned} \quad (9.14)$$

где  $P(\omega)$  и  $Q(\omega)$  — соответственно действительная и мнимая части передаточной функции.

Обычно амплитудно-фазовую характеристику, построенную в координатах  $P$  и  $Q$ , называют годографом системы (рис. 9.1). По виду годографа можно судить об основных свойствах системы, что рассматривалось в разделе 3.

Однако на практике большее распространение получили логарифмические АЧХ и ФЧХ, построенные в виде самостоятельных зависимостей. Логарифмической амплитудно-частотной характеристикой (ЛАЧХ) называется зависимость вида

$$K(\omega) = 20 \cdot \lg|W(j\omega)| = 20 \cdot \lg \sqrt{P^2(\omega) + Q^2(\omega)}. \quad (9.15)$$

Фазово-частотной характеристикой (ФЧХ) называется зависимость

$$\varphi(\omega) = \operatorname{arg}|W(j\omega)| = \operatorname{arctg}[Q(\omega)/P(\omega)]. \quad (9.16)$$

Последнее равенство справедливо в случае, если  $\operatorname{arg}|W(j\omega)| \leq \pi/2$ . Напомним, что для функций комплексных переменных справедливы выражения

$$K(\omega) = 20 \cdot \lg|W(j\omega)| = 20 \cdot \left[ \sum_{i=1}^R \lg|N_i(j\omega)| - \sum_{t=1}^l \lg|N_t(j\omega)| \right], \quad (9.17)$$

$$\arg W(j\omega) = \sum_{i=1}^R \operatorname{arctg} N_i(j\omega) - \sum_{l=1}^L \operatorname{arctg} N_l(j\omega). \quad (9.18)$$

Следовательно, так как произвольная передаточная функция усилительного устройства может быть представлена в виде произведения элементарных сомножителей, то ЛАЧХ и ФЧХ любой электронной системы (усилительного устройства) могут быть построены через ЛАЧХ и ФЧХ элементарных звеньев путем их алгебраического суммирования.

Данный вывод открывает широкие возможности для синтеза усилительных устройств по заданному виду частотных характеристик. При этом на практике при построении ЛАЧХ обычно пользуются асимптотическими характеристиками, представляющими собой отрезки прямых линий с наклоном  $n \cdot 20$  дБ/дек, где  $n$  — целое число. Некоторые приведенные в этом разделе учебного пособия примеры взяты из [19], а другие разработаны в [20].

**Пример 9.1.** Построить ЛАЧХ и ФЧХ электронной системы в виде усилительного устройства, показанного на рис. 9.2.

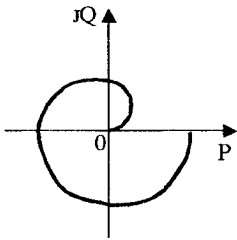


Рисунок 9.1 — Пример амплитудно-фазовой характеристики электронной системы

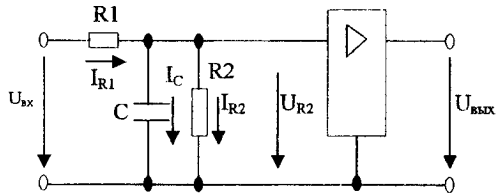


Рисунок 9.2 — Схема электронного усилительного устройства

**Решение.** Схема на рис. 9.2 состоит из аperiodического RC-звена, на выходе которого включен безинерционный усилитель с коэффициентом передачи  $k_{\text{об}}$ . Определим передаточную функцию, частотную и фазовую характеристики данной цепи. Для этого запишем систему уравнений, характеризующую поведение данной схемы:

$$\begin{cases} U_{BX} = I_{R1} \cdot R1 + U_C; \\ U_C = (1/C) \int I_C \cdot dt; \\ U_C = U_{R2} = I_{R2} \cdot R2; \\ U_{BbX} = k_{U0} \cdot U_{R2}. \end{cases}$$

Тогда по первому закону Кирхгофа  $I_{R1} = I_C + I_{R2}$  или

$$I_{R1} = C(dU_{R2}/dt) + U_{R2}/R2 = (C/k_{U0}) \cdot (dU_{BbX}/dt) + (U_{BbX}/R2 \cdot k_{U0}).$$

Подставим полученное выражение для тока в формулу входного напряжения, получим

$$U_{BX} = (R1/k_{U0}) \cdot [C \cdot (dU_{BbX}/dt) + U_{BbX}/R2] + U_{BbX}/k_{U0}$$

Передаточную функцию рассмотренной схемы можно записать в виде

$$W(p) = \frac{U_{BbX}(p)}{U_{BX}(p)} = \frac{k_{U0} \cdot R2}{R1 + R2} \left/ \left( \frac{R1 \cdot R2 \cdot C}{R1 + R2} \cdot p + 1 \right) \right.$$

или

$$W(p) = k_U / (Tp + 1),$$

где  $k_{U0} \cdot R2 / (R1 + R2)$  — коэффициент передачи цепи,

$T = R1 \cdot R2 \cdot C / (R1 + R2)$  — постоянная времени цепи.

Для получения частотных характеристик выполним замену  $p = i \cdot \omega$ ;

$$W(j \cdot \omega) = \frac{k_U}{Tp + 1} = \frac{k_{U0} \cdot (1 - jT\omega)}{1 + (T\omega)^2} = \frac{k_{U0}}{1 + (T\omega)^2} - j \frac{k_U \cdot T\omega}{1 + (T\omega)^2} = P(\omega) + jQ(\omega)$$

или

$$P(\omega) = k_U / [1 + (T\omega)^2];$$

$$Q(\omega) = k_U \cdot T\omega / [1 + (T\omega)^2].$$

Определим модуль и фазу полученной частотной характеристики:

$$|W(j\omega)| = \sqrt{\frac{k_U^2}{[1 + (T\omega)^2]^2} + \frac{(k_U \cdot T\omega)^2}{[1 + (T\omega)^2]^2}} = \frac{k_U}{\sqrt{1 + (T\omega)^2}};$$

$$k(\omega) = 20 \cdot \lg |W(j\omega)| = 20 \cdot \lg k_U - 20 \cdot \lg \sqrt{1 + (T\omega)^2};$$

$$\varphi(\omega) = \arctg(-T\omega) = -\arctg(T\omega).$$

Эти выражения позволяют построить ЛАЧХ и ФЧХ рассматриваемой схемы.



На практике обычно не пользуются непосредственно полученным выражением для амплитудной характеристики, а строят, как уже отмечалось раньше, асимптотические характеристики, т.е. применяют кусочно-линейную аппроксимацию, полагая, что

$$\text{при } (T\omega)^2 \ll 1 \quad k(\omega) = 20 \cdot \lg k_U,$$

$$\text{при } (T\omega)^2 \gg 1 \quad k(\omega) = 20 \cdot \lg k_U - 20 \cdot \lg(T\omega).$$

Тогда в точке  $T\omega = 1$  имеем

$$k(\omega) = 20 \cdot \lg k_U - 20 \cdot \lg(0.707) = 20 \cdot \lg k_U - 3 \text{ дБ}.$$

Анализ полученных выражений показывает, что расхождение между асимптотической и реальной характеристиками максимально при частоте  $\omega = 1/T$  и составляет 3 дБ (или 1,41 по току и напряжению). В случае необходимости эта ошибка может быть легко учтена. Частота  $\omega = 1/T$ , при которой происходит изменение наклона асимптотической характеристики, называется частотой сопряжения. На рис. 9.3,а показанные реальная и асимптотическая логарифмические амплитудно-частотные характеристики электронной схемы.

При использовании звеньев с комплексно-сопряженными корнями, например колебательных, такая погрешность увеличивается при уменьшении относительного коэффициента затухания ниже 0,707 [20].

Наклон асимптоты характеристики  $k(\omega)$  обычно определяется изменением значения  $k(\omega)$  при увеличении частоты в 10 раз, т.е. на декаду. Следовательно, он показывает, на сколько децибел изменится  $k(\omega)$  при изменении частоты в 10 раз. Для рассмотренного случая он составит — 20 дБ/дек.

Для построения ФЧХ (рис. 9.3,б) определим ее характерные точки:

$$\text{для } \omega = 0 \quad T\omega = 0 \quad \text{и} \quad \varphi = \arctg(0) = 0;$$

$$\text{если } \omega \rightarrow \infty, \quad \text{то } \varphi = \arctg(\infty) = -\pi/2;$$

$$\text{если } \omega = 1/T, \quad \text{то } \varphi = -\arctg(1) = -\pi/4.$$

Как видно из приведенных вычислений, на частоте  $\omega = 1/T$  изменение фазы в цепи достигает  $45^\circ$ , т.е. половины своего максимально возможного значения.

**Пример 9.2.** Построить ЛАЧХ и ФЧХ для усилительного устройства, приведенного на рис. 9.4 [20].

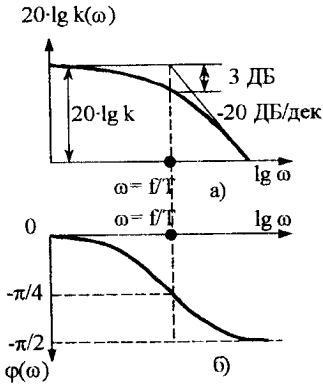


Рисунок 9.3 — Асимптотическая ЛАЧХ (а) и ФЧХ (б) усилительного устройства

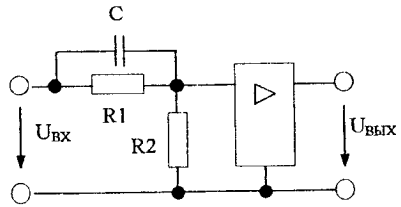


Рисунок 9.4 — Схема усилительного устройства

**Решение.** Схема представляет собой комбинацию пропорционального ( $R_1$  и  $R_2$ ) и дифференцирующего ( $C$  и  $R_2$ ) звеньев, на выходе которой включен безинерционный усилитель с коэффициентом передачи  $k_{U0}$ . Запишем (как и в предыдущем случае) систему дифференциальных уравнений, которые характеризуют поведение цепи. По первому закону Кирхгофа имеем:  $I_{R2} = I_{R1} + I_C$ , или  $U_{ВЫХ} / (R_2 \cdot k_{U0}) = (U_{ВХ} - U_{ВЫХ} / k_{U0}) / R_1 + C d(U_{ВХ} - U_{ВЫХ} / k_{U0}) / dt$ .

Определим передаточную функцию:

$$W(p) = U_{ВЫХ}(p) / U_{ВХ}(p) = k_U (T_1 p + 1) / (T_2 p + 1),$$

где  $k_U = k_{U0} \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$  — коэффициент передачи цепи;

$T_1 = R_1 \cdot C$  и  $T_2 = R_1 \cdot R_2 \cdot C / (R_1 + R_2)$  — постоянные времени RC-цепи.

Для построения ЛАЧХ и ФЧХ воспользуемся определенными выше равенствами.

Тогда полученную передаточную функцию можно представить произведением двух функций:

$$W(p) = \frac{k_U}{T_2 p + 1} (T_1 p + 1) = W_1(p) \cdot W_2(p).$$

ЛАЧХ и ФЧХ для первого звена были получены в предыдущем примере.

Рассмотрим характеристики второго звена:

$$W_2(j\omega) = (T_1 p + 1);$$

$$|W(j\omega)| = \sqrt{P^2(\omega) + Q^2(\omega)} = \sqrt{1 + (T_1\omega)^2};$$

$$\varphi(\omega) = \arctg Q(\omega)/P(\omega) = \arctg(T_1\omega);$$

Выполняя аналогично сделанному выше преобразованию, находим характерные точки характеристики:

$$\omega \cdot T_1 \ll 1, \quad k(\omega) = 20 \cdot \lg \sqrt{1 + (T_1\omega)^2} = 20 \cdot \lg(1) = 0;$$

$$\omega \cdot T_1 \gg 1, \quad k(\omega) = 20 \cdot \lg(\omega \cdot T_1);$$

$$\omega = 0, \quad \varphi(\omega) = 0;$$

$$\omega = \infty, \quad \varphi(\omega) = \pi/2;$$

$$\omega = 1/T_1, \quad \varphi(\omega) = \pi/4.$$

На рис. 9.5 приведены соответствующие данному случаю асимптотические ЛАЧХ и ФЧХ. Это форсирующее звено или реальное дифференциальное звено первого порядка.

Используя (9.17) (9.18), строим суммарные ЛАЧХ и ФЧХ для схемы на рис. 9.4. При этом будем полагать, что  $T_2 < T_1$ . Это предположение следует из полученных выше выражений постоянных времени  $T_1$  и  $T_2$ . Построенные таким образом асимптотические ЛАЧХ и ФЧХ приведенные на рис. 9.6.

Пользуясь изложенной методикой, можно легко построить ЛАЧХ и ФЧХ усилительного устройства произвольной сложности.

В общем случае методика построения выглядит следующим образом:

а) записывают уравнения, которые связывают изменения напряжений и токов на элементах рассматриваемой схемы (уравнения состояния);

б) на основе полученных уравнений записывают дифференциальное уравнение высокого порядка, который связывает изменение сигнала на входе и выходе электронного устройства. Порядок этого уравнения равен числу реактивных элементов (L, C), присутствующих в схеме, на которые можно задать независимые начальные условия;

в) переходят к операторной форме записи найденного уравнения или к изображениям по Лапласу и записывают передаточную функцию относительно входного возмущения;

г) полученную передаточную функцию разбивают на множители, соответствующие передаточным функциям элементарных звеньев;

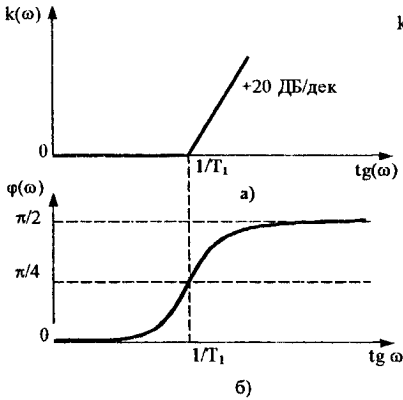


Рисунок 9.5 — Асимптотическая ЛАЧХ (а) и ФЧХ (б) звена  $W_2(p)$  усилительного устройства

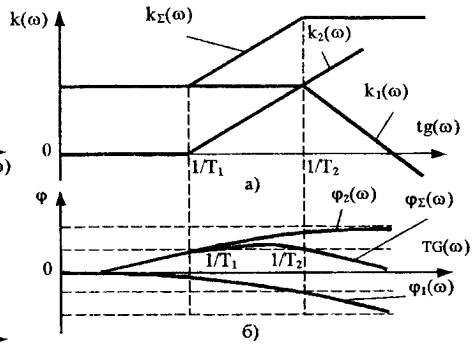


Рисунок 9.6 — Суммарные асимптотические ЛАЧХ (а) и ФЧХ (б) характеристики усилительного устройства

д) строят частотные характеристики элементарных звеньев и путем алгебраического суммирования находят ЛАЧХ и ФЧХ устройства.

На практике вопрос построения суммарных ЛАЧХ и ФЧХ может быть решено проще: непосредственно на схеме устройства выделяют отдельные типовые блоки и строят их характеристики, потом их суммируют.

### 9.3 Определения структуры электронной системы по виду ЛАЧХ

Изложенный подход к получению математической модели усилительного устройства позволяет решить и обратную задачу, т.е. по виду ЛАЧХ построить структурную схему усилительного устройства. Как будет показано ниже, реальные технические характеристики усилительного устройства всегда однозначно связаны с видом его частотной характеристики, которая открывает широкие возможности для синтеза усилительных устройств с заданными свойствами.

Алгоритм синтеза в общем случае может быть представлен в следующем виде:

- по заданным свойствам усилителя строят его ЛАЧХ;
- представляют ЛАЧХ как сумму характеристик элементарных звеньев;

в) ставят в соответствие каждой выделенной элементарной характеристике реальную цепь или электронный узел и определяют их основные параметры;

г) соединяя последовательно найденные цепи и электронные узлы, получают полную схему усилительного устройства.

**Пример 9.3.** Выполнить проектирование усилителя низкой частоты с полосой пропускания от 100 Гц до 5 кГц и коэффициентом усиления 100. Спад частотной характеристики вне полосы пропускания  $\pm 20$  ДБ/дек.

**Решение.**

1. Согласно заданию ЛАЧХ проектируемого усилительного устройства должна иметь вид, показанный на рис. 9.7:

$$\omega_H = 2 \cdot \pi \cdot f_H = 200 \cdot \pi;$$

$$\omega_B = 2 \cdot \pi \cdot f_B = 10000 \cdot \pi;$$

$$20 \cdot \lg k_{U0} = 40 \text{ Дб}.$$

2. Полученная ЛАЧХ может быть разбита на несколько элементарных звеньев, амплитудно-частотные характеристики которых показаны на рис. 9.8, а именно:

$$W_1(p) = k_{U0} = 40 \text{ Дб};$$

$$W_2(p) = T_1 p / (T_1 p + 1);$$

$$W_3(p) = 1 / (T_2 p + 1).$$

3. Физической реализацией  $W_1(j\omega)$  является идеальное усилительное звено с коэффициентом передачи  $k_0 = 100$ . Физической реализацией  $W_2(j\omega)$  является звено, показанное на рис. 9.9. Это частный случай звена, рассмотренный в примере 9.2 ( $R1 = \infty$ ). Физической реализацией  $W_3(j\omega)$  является звено, рассмотренное в примере 9.1.

4. С учетом условий, приведенных выше, полная схема проектируемого усилительного устройства имеет вид, показанный на рис. 9.10.

В табл. 9.1 приведены элементарные RC-цепи, которые наиболее часто встречаются, и соответствующие им передаточные функции и ЛАЧХ. Аналогично можно использовать RL-цепи, которые дуальные приведенным, поэтому их математические модели идентичны.

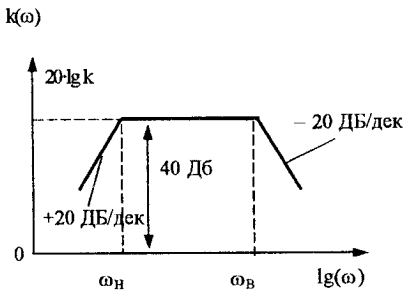


Рисунок 9.7 — Асимптотическая ЛАЧХ усилителя

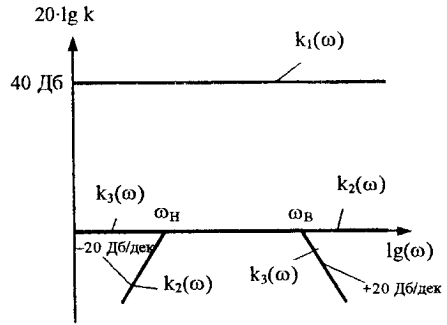


Рисунок 9.8 — Представление суммарной ЛАЧХ суммой характеристик элементарных звеньев

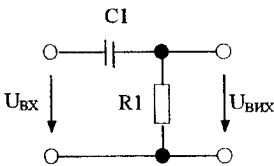


Рисунок 9.9 — Резистивно-емкостное звено коррекции

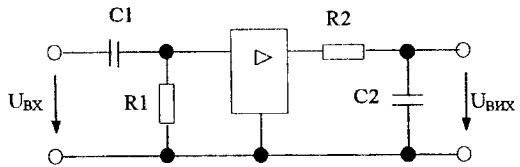
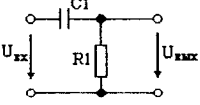
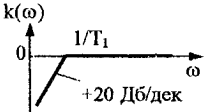
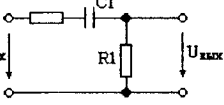
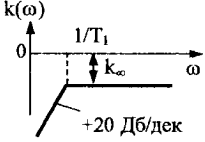
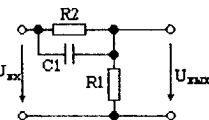
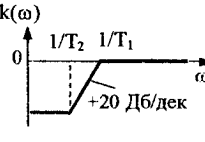
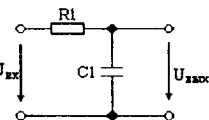
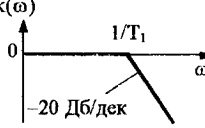
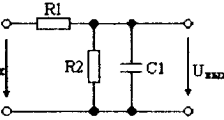
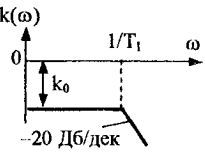
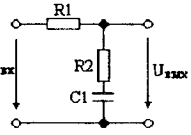
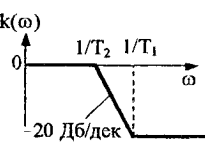


Рисунок 9.10 — Принципиальная схема усилительного устройства

При использовании RLC-звеньев порядок математической модели повышается до двух (два “резервуара” L и C для накопления электромагнитной энергии). В этом случае характеристическое уравнение может иметь как действительные, так и комплексно-сопряженные корни. Граница характеризуется относительным коэффициентом затухания, величина которого должна находиться в границах от нуля к единице для комплексно-сопряженных корней (колебательный характер переходных процессов) и больше единицы для действительных корней, когда переходный процесс аperiodический.

Таблица 9.1 — Характеристики элементарных RC-звеньев

Звено	$W(p)$	Связь постоянной времени с параметрами	ЛАЧХ
	$\frac{T_1 p}{T_1 p + 1}$	$T_1 = R1 \cdot C1$	
	$\frac{T_1 p}{T_2 p + 1}$	$T_1 = R1 \cdot C1$ $T_2 = (R1 + R2) \cdot C1$ $k_\infty = \frac{R1}{R1 + R2}$	
	$k_0 \frac{T_1 p + 1}{T_2 p + 1}$	$k_0 = \frac{R1}{R1 + R2}$ $T_1 = R2 \cdot C1$ $T_2 = \frac{R1 \cdot R2 \cdot C1}{R1 + R2}$	
	$\frac{1}{T_1 p + 1}$	$T_1 = R1 \cdot C1$	
	$\frac{k_0}{T_1 p + 1}$	$k_0 = \frac{R2}{R1 + R2}$ $T_1 = \frac{R1 \cdot R2 \cdot C1}{R1 + R2}$	
	$\frac{T_1 p + 1}{T_2 p + 1}$	$T_1 = R2 \cdot C$ $T_2 = (R1 + R2) \cdot C$ $k_\infty = \frac{R2}{R1 + R2}$	

#### 9.4. Примеры расчетов электронных систем с обратными связями

Как уже отмечалось в разделе 6, введение обратной связи сильно изменяет основные характеристики усилителей. Рассмотрим более подробно это влияние на примерах.

**Коэффициент усиления.** В реальных усилительных устройствах коэффициент усиления (передачи) сильно зависит как от параметров используемых элементов, так и от условий эксплуатации: изменения температуры окружающей среды, изменения напряжения питания, старения или элементов их замены при ремонте и т.п.

Раньше в разделе 6 было показано, что введение отрицательной обратной связи (ООС) приводит к снижению коэффициента усиления, а введения положительной обратной связи (ПОС) — увеличивает  $K_U$ . Теперь рассмотрим, как будет изменяться относительный коэффициент усиления для устройства без обратной связи и с ней. Рассмотрим сначала случай звена ООС, для которого

$$\Delta K_{U00OC} = K_{U0} / (1 + K_{U0}\beta_{OC}). \quad (9.19)$$

Предположим, что коэффициент усиления получил увеличение  $\Delta K_{U0}$ . Найдем для этого случая значение  $\Delta K_{U00OC}$ . Для этого разложим выражение (9.19) в ряд Тейлора с нахождением только линейных членов:

$$\begin{aligned} \Delta K_{U00OC} &= (dK_{U00OC} / dK_{U0}) dK_{U0} \\ \frac{dK_{U00OC}}{dK_{U0}} &= \frac{(1 + K_{U0}\beta_{OC}) - K_{U0}\beta_{OC}}{(1 + K_{U0}\beta_{OC})^2} = \frac{1}{(1 + K_{U0}\beta_{OC})^2}. \end{aligned} \quad (9.20)$$

Тогда

$$\delta K_{U00OC} = \frac{\Delta K_{U00OC}}{K_{U00OC}} = \frac{\Delta K_{U0}(1 + K_{U0}\beta_{OC})}{K_{U0}(1 + K_{U0}\beta_{OC})^2}$$

или

$$\delta K_{U00OC} = \delta K_{U0} / (1 + K_{U0}\beta_{OC}), \quad (9.21)$$

где  $\delta K_{U00OC}$  и  $\delta K_{U0}$  — относительные изменения коэффициента усиления устройств со звеном ООС и без него.

Величину  $1 + K_{U0}\beta_{OC}$  обычно называют глубиной обратной связи. Таким образом, относительное изменение коэффициента усиления усилителя со звеном ООС в глубину обратной связи раз меньше, чем без нее.



Очевидно, что нестабильность коэффициента усиления устройства с ООС будет зависеть и от нестабильности коэффициента передачи самого звена ООС. По аналогии с проделанным раньше определим величину этой нестабильности.

$$\Delta K_{U000C} = (dK_{U000C} / d\beta_{OC}) \Delta\beta_{OC} ;$$

$$dK_{U000C} / d\beta_{OC} = -K_{U000C}^2 (1 + K_{U0}\beta_{OC})^2 ;$$

$$\delta K_{U000C} = \frac{\Delta K_{U000C}}{K_{U000C}} = \frac{-K_{U0}\Delta\beta_{33}(1 + K_{U0}\beta_{OC})\beta_{OC}}{(1 + K_{U0}\beta_{OC})^2 K_{U0}\beta_{OC}}$$

или

$$\delta K_{U000C} = \frac{-K_{U0}\beta_{OC}\delta\beta_{OC}}{1 + K_{U0}\beta_{OC}}, \quad (9.22)$$

где  $\delta\beta_{OC}$  — относительное изменение коэффициента передачи звена ООС.

Знак минус в полученном выражении говорит о том, что увеличение  $\beta_{OC}$  ведет к снижению  $K_{U000C}$ .

Используя (9.21) и (9.22) и считая исходную схему линейной, для суммарной нестабильности коэффициента передачи можно записать следующее выражение:

$$\delta K_{U000C\Sigma} = -\frac{\delta K_{U0}}{1 + K_{U0}\beta_{OC}} - \frac{K_{U0}\beta_{OC}\delta\beta_{OC}}{1 + K_{U0}\beta_{OC}}. \quad (9.23)$$

Следует отметить, что при глубоких ООС, т.е. при выполнении условия  $K_{U0}\beta_{OC} \gg 1$ , нестабильность коэффициента передачи усилителя целиком определяется нестабильностью элементов звена ОС:  $\delta K_{U000C\Sigma} \approx -\delta\beta_{OC}$ .

По аналогии для относительного изменения коэффициента передачи усилителя с ПОС можно получить следующее выражение:

$$\delta K_{U0П0С\Sigma} = -\frac{\delta K_{U0}}{1 - K_{U0}\beta_{OC}} + \frac{K_{U0}\beta_{OC}\delta\beta_{OC}}{1 - K_{U0}\beta_{OC}}. \quad (9.24)$$

Полученное выражение показывает, что относительное изменение коэффициента передачи усилителя с ПОС при прочих равных условиях всегда больше, чем у усилителя без обратной связи. При этом знак  $\delta K_{U0П0С\Sigma}$  зависит от конкретного значения коэффициента передачи звена ПОС.

**Пример 9.4.** При изменении напряжения питания от 11 В до 12 В коэффициент усиления интегрального усилителя типа К140УД6 изменяется от  $4,5 \cdot 10^3$  до  $6 \cdot 10^3$ . Для случая введения линейного звена ООС с  $\beta_{OC} = 0,01$  определить значение  $K_{U_{ООС}}$  и  $\delta K_{U_{ООС}}$ .

**Решение.**

1. Соответственно выражению (9.20) имеем

$$K_{U_{ООС}} = \frac{\Delta K_{U_0}}{1 + K_{U_0} \beta_{OC}} = \frac{6 \cdot 10^3}{1 + 6 \cdot 10^3 \cdot 0,01} = 98,4.$$

2. Относительное изменение коэффициента усиления усилителя звена ООС равняется

$$\delta K_{U_0} = \frac{\Delta K_{U_0}}{K_{U_0}} = \frac{K_{U_0 \max} - K_{U_0 \min}}{K_{U_0 \max}} = \frac{6 \cdot 10^3 - 4,5 \cdot 10^3}{6 \cdot 10^3} = 0,25.$$

3. Так как звено ООС линейное, то его параметры не зависят от напряжения питания и  $\beta_{OC} = 0$ . Тогда согласно (9.23) получим:

$$\delta K_{U_{ООС}} = \frac{\delta K_{U_0}}{1 + K_{U_0} \beta_{OC}} = \frac{0,25}{1 + 6 \cdot 10^3 \cdot 0,01} \approx 4,1 \cdot 10^{-3}.$$

**Пример 9.5.** При уменьшении температуры окружающей среды от +30 к -50 °С коэффициент усиления интегрального усилителя типа К554УД2 снижается с  $27 \cdot 10^3$  до  $18 \cdot 10^3$ . Определить максимальный коэффициент усиления усилителя в случае введения звена линейной ООС при условии  $\delta K_{U_{ООС}} = 0,01$ . Температурный коэффициент сопротивления резисторов (ТКС) звена ООС одинаковый.

**Решение.**

1. Соответственно выражению (9.23) имеем:

$$\delta K_{U_{ООС}} = \frac{\delta K_{U_0}}{1 + K_{U_0} \beta_{OC}} - \frac{K_{U_0} \beta_{OC}}{1 + K_{U_0} \beta_{OC}} \delta \beta_{OC}.$$

2. Относительное изменение коэффициента усиления усилителя без звена ООС равняется:

$$\delta K_{U_0} = \frac{\Delta K_{U_0}}{K_{U_0}} = \frac{K_{U_0 \max} - K_{U_0 \min}}{K_{U_0 \max}} = \frac{27 \cdot 10^3 - 18 \cdot 10^3}{27 \cdot 10^3} \approx 0,3(3).$$

3. При использовании звена ООС по выходному напряжению коэффициент  $\beta_{OC} = R_2/(R_1 + R_2)$ . Тогда

$$\delta\beta_{OC} = \frac{\Delta\beta_{OC}}{\beta_{OC}} = \frac{\beta_{OC}(T_0) - \beta_{OC}(T_0 - \Delta T)}{\beta_{OC}(T_0)}$$

Так как ТКС резисторов звена ООС одинаковый, имеем

$$\begin{aligned} \Delta\beta_{OC} &= \frac{R_2(T_0)}{R_1(T_0) + R_2(T_0)} - \frac{R_2(T_0 - \Delta T)}{R_1(T_0 - \Delta T) + R_2(T_0 - \Delta T)} = \\ &= \frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{R_2(1 - TKC \Delta T)}{R_1(1 - TKC \Delta T) + R_2(1 - TKC \Delta T)} = 0. \end{aligned}$$

Следовательно,  $\delta\beta_{OC} = 0$  и  $\delta K_{U_{OOC}} = \frac{\delta K_{U_0}}{1 + K_{U_0}\beta_{OC}}$ .

4. Необходимая глубина ООС равняется

$$\beta_{OC} = \frac{1}{K_{U_0}} \left( \frac{\delta K_{U_0}}{\delta K_{U_0 OOC}} - 1 \right) = \frac{1}{27 \cdot 10^3} \left( \frac{0,3(3)}{0,01} - 1 \right) = 1,2 \cdot 10^{-3}.$$

5. Коэффициент усиления усилителя при найденной глубине ООС равняется

$$K_{U_{OOC}} = \frac{K_{U_0}}{1 + K_{U_0}\beta_{OC}} = \frac{27 \cdot 10^3}{1 + 27 \cdot 10^3 \cdot 1,2 \cdot 10^{-3}} = 810.$$

**Полоса усиливаемых частот.** Введение звена ООС всегда расширяет полосу усиливаемых частот усилителя. Проиллюстрируем сказанное на примере усилителя, передаточная характеристика которого имеет вид

$$W(p) = \frac{K_{U_0}}{T_1 p + 1}.$$

Охватим такой усилитель частотонезависимым звеном ООС с коэффициентом передачи  $\beta_{OC}$ . Тогда передаточная функция усилителя с ООС будет иметь вид

$$W_{OOC}(p) = \frac{|K_{U_0}/(T_1 p + 1)|}{1 + K_{U_0}\beta_{OC}/(T_1 p + 1)} = \frac{K_{U_0 OOC}}{[T_1/(1 + K_{U_0}\beta_{OC})]p + 1}.$$

По определению, полоса пропускания усилителя определяется по уровню снижения его коэффициента передачи в  $\sqrt{2}$  раз, т.е. на 3дБ. Для исходной передаточной функции этому падению отвечает частота  $1/T_1$ . После введения ООС эта частота, соответственно полученной передаточной функции больше в

$(1 + K_{U0}\beta_{OC})$  (в глубину отрицательной обратной связи) раз, чем до введения ООС:

$$f_{B OOC} = f_B (1 + K_{U0}\beta_{OC}). \quad (9.25)$$

Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика рассмотренного усилителя приведена на рис. 9.11. Предположим, что усилитель охвачен звеном ООС, глубина которой  $(1 + K_{U0}\beta_{OC}) = 10$ . Тогда  $K_{U0 OOC} = K_{U0}/10$ , т.е. коэффициент усиления уменьшился на 20 дБ. При этом новое значение верхней частоты полосы пропускания увеличилось в 10 раз ( $f_{B OOC} = 10$ ). Следовательно, новая АЧХ может быть получена смещением вниз горизонтального участка выходной характеристики на величину  $20 \lg(1 + K_{U0}\beta_{OC})$ , т.е. на 20 дБ. При этом верхняя частота полосы пропускания будет находиться на наклонном участке характеристики усилителя.

Физически полученное расширение полосы пропускания можно объяснить следующим образом. Как было показано раньше, снижение коэффициента усиления усилителя со звеном ООС было следствием уменьшения реального значения его входного напряжения  $U_{BX \text{ сум}} = U_{BX 0} - \beta_{OC} U_{ВЫХ}$  (см. рис. 9.11). Вызванное увеличением частоты уменьшение собственного значения  $K_U$  приводит к уменьшению выходного напряжения усилителя. Однако при этом снижается и абсолютное значение напряжения обратной связи  $U_{OC} = K_U U_{ВЫХ}$ . Последнее, при постоянстве входного напряжения  $U_{BX 0}$  увеличивает реальное значение входного напряжения усилителя и, следовательно, увеличивает его выходное напряжение. Таким образом, до определенной частоты уменьшения  $K_U$  сопровождается увеличением  $U_{BX \text{ сум}}$ , которое обеспечивает как постоянство выходного напряжения, так и  $K_{U OOC}$  усилителя.

Этот же вывод можно сделать и непосредственно из выражения  $K_{U OOC} \approx 1/\beta_{OC}$  (9.20). До тех пор, пока  $K_U \beta_{OC} \gg 1$ ,  $K_{U OOC} \approx 1/\beta_{OC}$  и не зависит от абсолютного значения  $K_U$ .

Если в рассмотренном примере звено ООС заменить на ПОС, то полоса пропускания усиливаемых частот усилителя уменьшится

$$W_{\text{ПООС}}(p) = \frac{|K_{U0}/(T_1 p + 1)|}{1 - K_{U0}\beta_{OC}/(T_1 p + 1)} = \frac{K_{U0}\beta_{OC}}{[T_1/(1 - K_{U0}\beta_{OC})]p + 1}$$

или

$$f_{B\text{ПООС}} = f_B(1 - K_{U0}\beta_{OC}). \quad (9.26)$$

При этом частотную характеристику усилителя с ПООС можно получить смещением вверх горизонтального участка выходной характеристики на величину  $20\lg(1 - K_{U0}\beta_{OC})$  дБ. Новое значение верхней частоты пропускания усилителя  $f_{B\text{ПООС}}$  определится пересечением нового горизонтального участка с продолжением асимптоты с наклоном  $-20$  дБ/дек (рис. 9.12). Таким образом, при введении ПООС полоса пропускания усилителя суживается в  $(1 - K_{U0}\beta_{OC})$  раз.

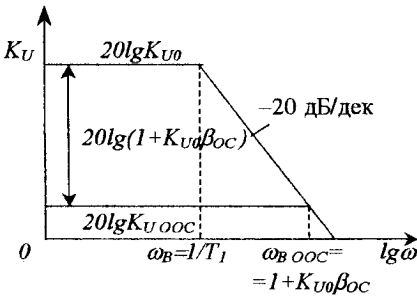


Рисунок 9.11 — Изменение ЛАЧХ системы при введении звена ООС

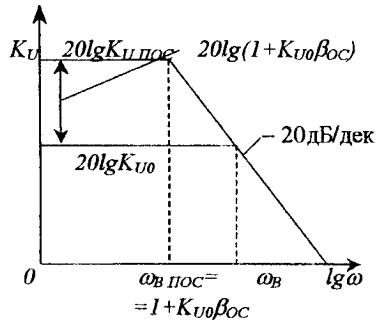


Рисунок 9.12 — Изменение ЛАЧХ усилителя при введении звена ПООС

**Пример 9.6.** Передаточная функция интегрального усилителя типа

K140УД7 имеет вид  $W(p) = \frac{30 \cdot 10^3}{(1,59 \cdot 10^3 p + 1)}$ . Определить глубину ООС и соответствующий ей коэффициент усиления  $K_{U0\text{ООС}}$  из условия  $f_B = 10$  кГц.

**Решение.**

1. Значения верхней частоты полосы пропускания усилителя без ОС равняется

$$f_B = \omega / 2\pi = 1/2\pi T = 1/2\pi \cdot 1,59 \cdot 10^{-3} = 100 \text{ Гц}$$

2. Соответственно выражению (9.25)  $f_{B\text{ООС}} = f_B(1 + K_{U0}\beta_{OC})$ , откуда

$$\beta_{OC} = \frac{1}{K_{U0}} \left( \frac{f_{BOOC}}{f_B} - 1 \right) = \frac{1}{30 \cdot 10^3} \left( \frac{10 \cdot 10^3}{100} - 1 \right) = 3,3 \cdot 10^{-3}.$$

3. Коэффициент усиления усилителя при заданной полосе пропускания соответственно выражению (9.20) равняется

$$K_{UOOC} = \frac{K_{U0}}{1 + K_{U0}\beta_{OC}} = \frac{30 \cdot 10^3}{1 + 30 \cdot 10^3 \cdot 3,3 \cdot 10^{-3}} = 300.$$

или  $K_{U0OOC} = 49,5$  дБ. Исходное значение  $K_{U0} = 89,5$  дБ. Следовательно, увеличение  $f_B$  в 100 раз привело к снижению  $K_{U0}$  в 100 раз, или на 40 дБ.

**Нелинейные искажения.** Введение в усилительное устройство звена ООС снижает как коэффициент нелинейных искажений, так и воздействие на его выходной сигнал внешних помех. Проиллюстрируем сказанное.

Раньше мы определили коэффициент нелинейных искажений (коэффициент гармоник) как соотношение вида

$$K_H = \frac{\sqrt{U_{2m}^2 + U_{3m}^2 + U_{4m}^2 + \dots}}{U_{1m}}.$$

В предположении, что усилитель является линейной системой, можно сказать, что напряжение любой гармоники на его выходе не зависит от природы его возникновения состоит из собственного напряжения этой гармоники и напряжения этой же гармоники, которая прошла через звено ООС и повторно через усилитель. Следовательно, для произвольной гармоники сигнала на выходе усилителя можно записать

$$U_{1mOOC} = U_{1m} - U_{1mOOC} K_{U0} \beta_{OC}.$$

$$\text{Откуда: } U_{1mOOC} = U_{1m} / (1 + K_{U0} \beta_{OC}).$$

Следовательно, любой сигнал, который появился на выходе усилителя не зависит от природы его возникновения будет уменьшен в  $(1 + K_{U0} \beta_{OC})$  раз, т.е. в глубину отрицательной обратной связи раз. Подставляя полученное соотношение в выражение для коэффициента гармоник, получим

$$K_H = \frac{\sqrt{U_{2m}^2 (1 + K_{U0} \beta_{OC})^2 + U_{3m}^2 (1 + K_{U0} \beta_{OC})^2 + U_{4m}^2 (1 + K_{U0} \beta_{OC})^2 + \dots}}{U_{1m}} \quad (9.27)$$

или

$$K_{ИООС} = K_{И} / (1 + K_{U0}\beta_{ОС}). \quad (9.28)$$

Размышляя аналогично, можно прийти к заключению, что при введении в усилитель звена ПОС его нелинейные искажения возрастают:

$$K_{ИПОС} = K_{U0} / (1 + K_{U0}\beta_{ОС}).$$

Возрастает также и воздействие на выходной сигнал усилителя разных внешних помех, таких, как напряжение наведения, фон переменного тока и т.п..

**Пример 9.7.** Усилитель низкой частоты, выполненный на основе интегрального усилителя постоянного тока типа К1407УД2, имеет  $K_{И} = 0,1$ . Определить значение  $K_{УПОС}$  при условии, что после введения звена ООС  $K_{U0ООС} = 100$ . Исходное значение  $K_{U} = 50 \cdot 10^3$ .

**Решение.**

1. Глубина ООС усилителя соответственно выражению (9.20) равняется

$$1 + K_{U0}\beta_{ОС} = K_{ИИ} / K_{U0ООС} = 50 \cdot 10^3 / 100 = 500.$$

2. Коэффициент нелинейных искажений соответственно выражению (9.28) равняется

$$K_{ИООС} = K_{И} / (1 + K_{U0}\beta_{ОС}) = 0,1 / 500 = 2 \cdot 10^{-4}.$$

**Входное сопротивление.** Изменение входного сопротивления усилителя, охваченного звеном обратной связи, зависит только от способа его введения во входную цепь устройства и не зависит от того, каким образом этот сигнал получен.

Раньше в разделе 6 было показано, что по способу введения обратная связь подразделяется на последовательную (с добавлением напряжений) и параллельную (с добавлением токов). Рассмотрим изменение входного сопротивления усилителя в обоих случаях.

Входное звено усилителя, охваченного последовательной ООС показано на рис. 9.13. Соответственно рисунку для входного сопротивления усилителя можно записать

$$\begin{aligned} Z_{ВХООС} &= U_{ИСТ} / I_{ВХ} = (U_{ВХ} + U_{ООС}) / I_{ВХ} = (U_{ВХ} / I_{ВХ}) (1 + U_{ООС} / U_{ВХ}); \\ U_{ООС} &= U_{ВХ} K_{U0}\beta_{ОС}; \\ Z_{ВХООС} &= Z_{ВХ0} (1 + K_{U0}\beta_{ОС}), \end{aligned} \quad (9.29)$$

где  $Z_{BX0}$  — входное сопротивление усилителя без звена ООС.

Введение в усилитель последовательной ООС в глубину обратной связи раз увеличивает его входное сопротивление. Физически этот факт можно объяснить следующим образом. При введении последовательной ООС на входе усилителя действует различие напряжений  $U_{ИСТ} - U_{ООС}$ , что при заданных параметрах источника входного сигнала приводит к фактическому уменьшению его тока. Действительно

$$I_{ИСТ} = I_{ВХ} = (E_{ИСТ} - U_{ИСТ}) / Z_{ИСТ}.$$

При увеличении  $U_{ООС}$  значение  $I_{ИСТ}$  падает, что эквивалентно увеличению входного сопротивления усилителя  $Z_{ВХООС}$ .

**Выходное сопротивление.** Рассмотрим сначала случай введения звена ООС по напряжению. Для этого обратимся к рис. 9.13, соответственно которому

$$Z_{ВЫХООС} = |\Delta U_{ВЫХ} / \Delta I_{ВЫХ}|;$$

$$\Delta U_{ВЫХ} = \Delta U_{УС} - \Delta I_{ВЫХ} Z_{ВЫХ0};$$

$$\Delta U_{УС} = K_{У0} \Delta U_{ВХ} = K_{У0} (-\beta_{ОС} \Delta U_{ВЫХ})$$

или 
$$\Delta U_{ВЫХ} = -\Delta I_{ВЫХ} Z_{ВЫХ0} / (1 + K_{У0} \beta_{ОС}).$$

Знак минус в полученном выражении показывает, что положительное увеличение тока нагрузка  $\Delta I_{ВЫХ}$  вызвано противоположным по знаку изменением выходного напряжения усилителя. Другими словами, выходная характеристика усилителя имеет ниспадающий характер. В дальнейшем будем принимать во внимание только абсолютные значения выходного сопротивления. По этой причине дальше знак минус опущен. С учетом сказанного получим

$$Z_{ВЫХООС} = |\Delta U_{ВЫХ} / \Delta I_{ВЫХ}| = Z_{ВЫХ0} / (1 + K_{У0} \beta_{ОС}). \quad (9.30)$$

Из найденного выражения следует, что введение в усилительное устройство звена ООС по выходному напряжению уменьшает его выходное сопротивление в глубину обратной связи раз. Этот же вывод легко сделать из рассмотрения самого принципа ООС по напряжению.

Любая ООС стремится поддержать неизменным значение того параметра, который используется для получения сигнала обратной связи. Поэтому ООС по выходному напряжению при действии внешних возмущений, в частности изменения выходного тока, стремится поддержать неизменным значение выходного



напряжения усилителя. Такое воздействие эквивалентно уменьшению его выходного сопротивления.

Для случая звена ПОС по выходному напряжению получим

$$Z_{ВЫХ ПОС} = Z_{ВЫХ 0} / (1 - K_{U0} \beta_{OC}). \quad (9.31)$$

При увеличении коэффициента передачи звена ПОС выходное сопротивление сначала увеличивается, стремясь к бесконечности, а при  $\beta_{OC} > 1/K_{U0}$  изменяет свой знак и становится отрицательным.

Рассмотрим случай ООС по выходному току, который иллюстрируется рис. 9.14. Соответственно приведенной схеме для изменения входного напряжения усилителя, вызванного изменением выходного тока, можно записать

$$\Delta U_{ВХ} = -\Delta U_{ООС} = -\Delta I_{ВЫХ} Z_{OC} \beta_{OC}.$$

Прделав преобразования, аналогичные приведенным выше, получим

$$\Delta I_{ВЫХ} Z_{OC} K_{U0} \beta_{OC} = \Delta I_{ВЫХ} Z_{ВЫХ 0} + \Delta U_{ВЫХ}.$$

Отсюда

$$Z_{ВЫХ ООС} = |\Delta U_{ВЫХ}| / |\Delta I_{ВЫХ}| = Z_{OC} K_{U0} \beta_{OC} + Z_{ВЫХ 0}, \quad (9.32)$$

где  $|\Delta U_{ВЫХ}| = |U_{ВЫХ} - U_{ВЫХ 0}|$ .

Таким образом, введение ООС по выходному току увеличивает выходное сопротивление усилителя

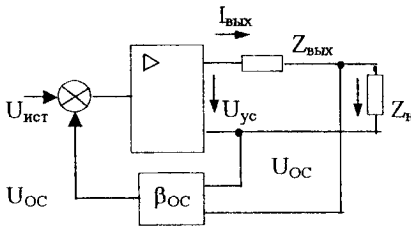


Рисунок 9.13 — Структурная схема усилительного устройства со звеном ООС по выходному напряжению

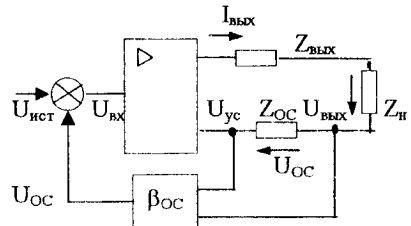


Рисунок 9.14 — Структурная схема усилительного устройства со звеном ООС по выходному току

Прделав аналогичные выкладки для случая ПОС, получим

$$Z_{ВЫХ ПОС} = Z_{ВЫХ 0} - K_{U0} \beta_{OC} Z_{OC}, \quad (9.33)$$

т.е. выходное сопротивление усилителя, охваченного положительной обратной связью по току нагрузки, уменьшается. Как следует из полученного выражения, при определенном выборе параметров звена ПОС выходное сопротивление усилителя может стать отрицательным. Это соответствует тому, что выходная характеристика усилителя будет иметь не спадающий, а нарастающий характер. Увеличение выходного тока будет сопровождаться увеличением выходного напряжения.

**Пример 9.8.** Интегральный усилитель постоянного тока типа К140УД6 имеет выходное сопротивление  $R_{ВЫХ0} = 60 \text{ Ом}$ . Определить, как изменится выходное сопротивление усилителя при введении ООС по выходному току с  $\beta_{OC} = 10^{-2}$ ;  $K_{U0} = 30 \cdot 10^3$ ;  $R_{OC} = 1 \text{ Ом}$ .

**Решение.** Соответственно выражению (9.32) найдем

$$R_{ВЫХООС} = R_{OC} K_{U0} \cdot \beta_{OC} + R_{ВЫХ0} = 1 \cdot 30 \cdot 10^3 \cdot 10^{-2} + 60 = 360 \text{ Ом}.$$

**Пример 9.9.** Для усилителя из предыдущего примера найти значение  $R_{OC}$  для получения в случае ПОС по выходному току  $R_{ВЫХПОС} = 0$ .

**Решение.** Соответственно выражению (9.33) при заданных условиях имеем

$$R_{ВЫХ0} - R_{OC} K_{U0} \beta_{OC} = 0.$$

Тогда  $R_{OC} \beta_{OC} = R_{ВЫХ0} / K_{U0} = 60 / 30 \cdot 10^3 = 2 \cdot 10^{-3}$ . Если (как и в предыдущем примере) выбрать  $R_{OC} = 1 \text{ Ом}$ , то  $\beta_{OC} = 2 \cdot 10^{-3}$ .

**Частотные и фазовые искажения.** В подразделе «Полоса усиливаемых частот» этого параграфа на примере усилителя с передаточной функцией  $W(p) = K_{U0} / (T_1 p + 1)$  было показано, что введение звена ООС фактически уменьшает постоянную времени усилителя в глубину обратной связи раз, т.е.  $T_{1ООС} = T_1 / (1 + K_{U0} \beta_{OC})$ .

Воспользовавшись выражением для фазовой частотной характеристики (9.16), в этом случае можно записать

$$\varphi(\omega) = \arctg |Q(\omega) / P(\omega)| = -\arctg |\omega T_{1ООС}|$$

Для маленьких значений  $\omega T_1$ , раскладывая функцию  $\arctg$  в ряд, получим

$$\varphi(\omega) = -\omega T_{1OOC} = \omega [T_1 / (1 + K_{U0} \beta_{OC})]. \quad (9.34)$$

Выражение (9.34) показывает, что при введении звена ООС фазовый сдвиг, вносимый усилителем, уменьшается. При этом безразлично, какой вид ООС используется.

Следует отметить, что поскольку введение звена ООС расширяет полосу пропускания усилителя, то соответственно определению коэффициента частотных искажений, абсолютное значение частотных искажений также падает.

Введение звена ПОС, суживая полосу пропускания усилителя, приводит к увеличению как частотных, так и фазовых искажений усилителя.

**Пример 9.10.** Определить, как на рабочей частоте  $f_p = 1$  кГц изменится коэффициент частотных искажений усилителя из примера 9.6 при введении звена ООС. В качестве  $\omega_{cp}$  применять нулевую частоту.

**Решение.**

1. Используя полученное в примере 9.1 соотношение для ЛАЧХ, найдем  $K_{U0}(\omega_p)$ :

$$K_{U0}(\omega_p) = 20 \lg K_{U0} - 20 \lg \sqrt{1 + (\omega_p T)^2} = 20 \lg 3 \cdot 10^4 - 20 \lg \sqrt{1 + (2\pi \cdot 10^3 \cdot 1,59 \cdot 10^{-3})^2} = 89,54 - 20,03 = 69,51 \text{ дБ} = 2988,8.$$

2. Коэффициент частотных искажений усилителя в звене ООС

$$M = K_{U0}(\omega_{cp}) / K_{U0}(\omega_p) = 30 \cdot 10^3 / 2988,8 = 10,04.$$

3. Значение  $K_{UOOC}(\omega = \omega_p)$  равно

$$\begin{aligned} K_{UOOC}(\omega_p) &= 20 \lg \frac{K_{U0}}{1 + K_{U0} \beta_{OC}} - 20 \lg \sqrt{1 + \left( \frac{\omega_p T}{1 + K_{U0} \beta_{OC}} \right)^2} = \\ &= 20 \lg \frac{3 \cdot 10^4}{1 + 3 \cdot 10^4 \cdot 3,3 \cdot 10^{-3}} - 20 \lg \sqrt{1 + \left( \frac{2\pi \cdot 10^3 \cdot 1,59 \cdot 10^{-3}}{1 + 3 \cdot 10^4 \cdot 3,3 \cdot 10^{-3}} \right)^2} = \\ &= 49,542 - 0,043 = 43,499 \text{ дБ} = 298 \end{aligned}$$

4.  $M_{OOC} = 300 / 298 = 1,007$ . Таким образом, после введения звена ООС частотные искажения усилителя уменьшились в 10 раз.

**Пример 9.11.** Определить входное сопротивление усилителя типа К174УН19, в который для получения  $K_{И} = 0,5\%$  введено звено последовательной ООС по выходному напряжению;  $K_{U0} = 30$  дБ;  $R_{BX0} = 20$  кОм;  $K_{И0} = 10\%$ .

**Решение.**

1. Соответственно выражению (9.28) для снижения  $K_{И}$  до 0,5% в усилитель необходимо ввести звено ООС с  $\beta_{OC}$ , равным

$$\beta_{OC} = \frac{1}{K_{U0}} \left( \frac{K_{U0}}{K_{UООС}} - 1 \right) = \frac{1}{31,6} \left( \frac{0,1}{0,005} - 1 \right) = 0,6.$$

$$K_{U0} = 30 \text{ дБ} = 31,6.$$

2. Глубина ООС  $1 + K_{U0}\beta_{OC} = 1 + 31,6 \cdot 0,6 = 20$ .

3. Соответственно выражению (9.29) найдем

$$R_{BXООС} = R_{BX0} (1 + K_{U0}\beta_{OC}) = 20 \cdot 20 = 400 \text{ кОм}.$$

**Подытоживая сказанное, можно сделать следующие выводы:**

- введение звена ОС может изменять основные параметры усилительного устройства как количественно, так и качественно;
- введение звеньев ООС и ПОС, как правило, имеет противоположное воздействие на параметры усилителя;
- выбором коэффициента передачи звена ПОС можно добиться получения отрицательных значений входного и выходного сопротивлений усилителя;
- способы введения и снятия сигналов ОС могут влиять на характер воздействия обратной связи на параметры усилителя.

Дополнительно следует отметить, если в качестве элементов звена ОС использовать частотозависимые четырехполосники, то можно получить требуемое воздействие на параметры усилителя только в заданном диапазоне частот изменения входного сигнала.

Примеры показывают, что введением разных ОС можно в значительной мере изменять свойства усилительного устройства, что открывает широкие возможности для направленного синтеза устройств с заданными характеристиками.

### 9.5. Примеры расчетов устойчивости систем и качества переходных процессов

Устойчивость является обязательным условием функционирования любого усилительного устройства, без соблюдения которого оно не может выполнять возложенные на него функции, и детально рассмотрена в разделе 6.5. Приведем некоторые примеры и взаимоотношения с показателями качества переходных процессов. В физическом понимании свойство устойчивости означает, что конечные изменения входного сигнала или действие небольших, заведомо заданных значений внешних возмущений или ограничение самих параметров устройства не приводят к значительным неограниченным, относительно данного устройства, отклонениям выходного сигнала. Эти неограниченные отклонения выходного сигнала могут выражаться в увеличении или уменьшении выходного сигнала устройства к максимально или минимально возможному значению, появлении на выходе постоянных периодических колебаний, частота которых не связана с параметрами входного сигнала и т.п.

С математической точки зрения свойство устойчивости можно трактовать следующим образом. Раньше было показано, что поведение любого усилительного устройства с заданной степенью точности можно описать дифференциальным уравнением вида (9.2). Если известно решение этого уравнения для входного воздействия произвольного вида, то известно и поведение усилителя во всех условиях его работы, т.е. при произвольных возмущающих воздействиях. Решение данного уравнения можно рассматривать как некоторую траекторию движения в пространстве параметров усилительного устройства:

$$U_{ВЫХН} = F(t, U_{ВХ}, a_1, b_1, c_1). \quad (9.35)$$

Это так называемое невозмущенное движение системы.

Естественно, если на усилительное устройство действует некоторое внешнее возмущение в виде напряжения  $U_{ВОЗМ}$ , тогда его поведение:

$$U_{ВЫХВ} = F(t, U_{ВХ}, U_{ВОЗМ}, a_1, b_1, c_1) \quad (9.36)$$

будет отличаться от описываемого выражения (9.35).

Выражения для возмущенного движения  $U_{ВЫХВ}$  также описывает некоторую траекторию движения в пространстве параметров устройства.

Отличие возмущенного и невозмущенного движений устройства описывается функцией вида

$$e(t) = U_{ВЫХ Н} - U_{ВЫХ В}$$

и используется для математического определения понятия устойчивости системы. В пространстве параметров усилителя функции  $e(t)$  невозмущенному движению системы соответствует точка начала координат.

Свойства устойчивости системы обычно определяются по виду функции  $e(t)$ , возникающей при кратковременном воздействии на усилительное устройство какого-нибудь внешнего возмущения.

Говорят, что усилительное устройство устойчиво, если для любых отклонений его параметров или внешних возмущений, действующих в момент  $t_0$  и определяющих отклонения  $e(t_0)$ , которые лежат в некоторой конечной области  $S_0$ , величина  $e(t)$  при  $t \rightarrow \infty$  не превысит некоторого заданного значения  $H$ , т.е. максимум  $e(t)$  при  $t \rightarrow \infty$ . Если сформулированное условие не выполняется, то говорят, что устройство не устойчиво.

На практике часто пользуются понятием асимптотической устойчивости. Для этого случая выполняется условие

$$\lim e(t) = 0. \quad (9.37)$$

Физически это означает, что после окончания влияния внешнего возмущения выходной параметр устройства возвратится к своему первоначальному, невозмущенному значению.

Следует отметить, что свойство устойчивости относится к усилительному устройству, которое содержит звено ОС. Это может быть внутренняя связь, обусловленная физическими свойствами и выполнением элементов устройства, или паразитная связь (емкостная или индуктивная), обусловленная конструктивными особенностями его изготовления, или внешняя ОС, выполненная путем введения в устройство специальных звеньев. Если подобная связь отсутствует, то усилительное устройство является разомкнутым и понятие устойчивости к нему не применимо.

Использование такого подхода всегда позволяет однозначно ответить на вопрос устойчивости исследуемого устройства. Однако на практике непосредственное отыскание точных решений уравнений (9.4), (9.5) является трудоемкой задачей. Поэтому для решения вопроса устойчивости усилительного уст-

ройства удобнее пользоваться некоторыми косвенными оценками, которые разрешают ответить на поставленный вопрос без решения дифференциальных уравнений.

Такие оценки, названные критериями устойчивости, были получены на основе рассмотрения амплитудно-фазовых характеристик устройства (9.14). Наиболее известным из них является критерий устойчивости Найквиста, позволяющий судить об устойчивости по виду амплитудно-фазовых характеристик разомкнутого контура регулирования системы. Он формулируется следующим образом.

Если разомкнутое (в смысле звена внешней ОС) усилительное устройство устойчиво и его амплитудно-фазовая характеристика (годограф) при изменении частоты от  $0$  к  $\infty$  не охватывает точку с координатами  $-1; j0$ , то после замыкания звена ООС устройство будет также устойчивым.

На рис. 9.15 приведены примеры амплитудно-фазовых характеристик, которые удовлетворяют сформулированному выше условию. Характеристика  $W_1(j\omega)$  отвечает абсолютно устойчивой системе. Вывести ее из устойчивого режима работы можно только путем увеличения коэффициента усиления. Характеристика  $W_2(j\omega)$  отвечает условно устойчивой системе. В этом случае потеря устойчивости возможна как при увеличении, так и при уменьшении коэффициента усиления.

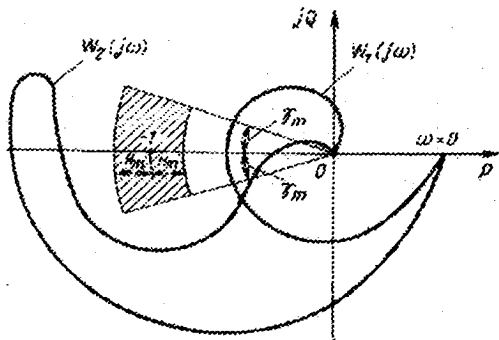


Рисунок 9.15 — Годографы устойчивого усилительного устройства

Прохождение годографа через точку с координатами  $-1; j0$  означает пребывание усилителя на границе устойчивости.

Введем понятие запаса устойчивости. Считают, что усилитель имеет запас устойчивости, если он удовлетворяет условиям устойчивости при значениях модуля  $|W(j\omega)|$ , которые отличаются не меньше, чем на какую-то, заведомо заданную величину  $\pm H$ , называемую запасом устойчивости по фазе. Соответственно данному определению (для обеспечения заданного запаса устойчивости) амплитудно-фазовая характеристика усилителя не должна попадать в область, заштрихованную на рис. 9.15.

Раньше, в разделе 9.2, было показано, что при проектировании усилителей удобнее пользоваться не амплитудно-фазовыми, а их логарифмическими амплитудной и фазовой характеристиками. Сформулированные выше условия легко можно распространить и на эти характеристики. Логарифмическая амплитудная и фазовая частотная характеристики, которые отвечают амплитудно-фазовой характеристике  $W_2(j\omega)$  (рис. 9.15), показаны на рис. 9.16.

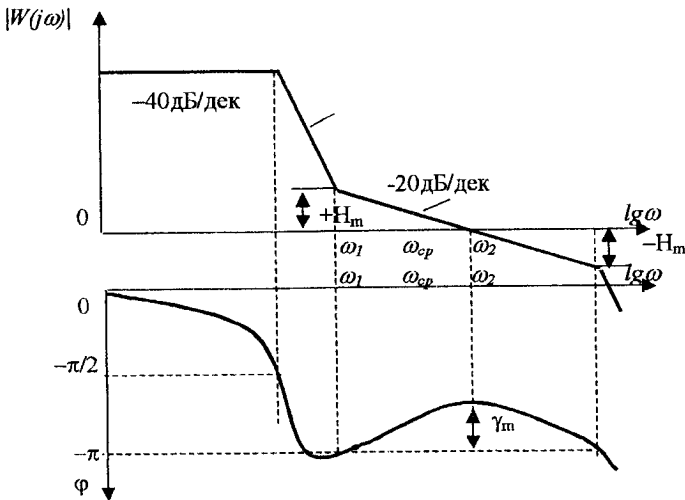


Рисунок 9.16 — ЛАЧХ и ФЧХ устойчивого усилительного устройства, соответствующего годографу  $W_2(j\omega)$



Легко показать, что точка пересечения ЛАЧХ с осью частот отвечает точке пересечения годографа  $W_2(j\omega)$  с окружностью единичного радиуса, т.е. отвечает значению  $|W(j\omega)| = 1$ . Тогда значение фазового угла  $\pi - \varphi(\omega_{cp})$ , который отвечает частоте  $\omega_{cp}$ , является запасом по фазе, и значения  $20 \lg K(\omega_1)$  и  $20 \lg K(\omega_2)$ , которые отвечают пересечению фазовой характеристики с уровнем  $\varphi = -\pi$ , являются соответствующими запасами по модулю. Для получения необходимых запасов устойчивости по модулю и фазе для логарифмических характеристик необходимо выполнение следующих условий:

$$\begin{aligned} 20 \lg K(\omega_1) &> +H_m; \\ 20 \lg K(\omega_2) &< -H_m; \\ \varphi(\omega) &> \gamma_m. \end{aligned} \quad (9.38)$$

Следовательно, при заданных запасах устойчивости по модулю и фазе по логарифмическим амплитудной и фазовой характеристикам всегда можно определить области, в которые эти характеристики не должны заходить. Следовательно, вопрос устойчивости решается без поиска точного решения исходной системы дифференциальных уравнений путем соответствующего выбора вида логарифмических характеристик.

**Пример 9.12.** Усилительное устройство описывается передаточной функцией вида

$$W(p) = \frac{K_{U0}}{(15,9 \cdot 10^{-3} p + 1)(1,59 \cdot 10^{-3} p + 1)(0,159 \cdot 10^{-3} p + 1)}.$$

Определить значение  $K_{U0}$  из условия получения запаса устойчивости по модулю, равному 10 дБ, и соответствующий данному случаю запас устойчивости по фазе.

**Решение.**

1. Определим значение частоты  $\omega_0$ , для которой суммарный фазовый сдвиг достигает  $180^\circ$ . Для этого, согласно (9.18), запишем уравнение

$$\begin{aligned} -1800 &= -\arctg \omega_0 T_1 - \arctg \omega_0 T_2 - \arctg \omega_0 T_3 = \\ &= -\arctg(\omega_0 \cdot 15,9 \cdot 10^{-3}) - \arctg(\omega_0 \cdot 1,59 \cdot 10^{-3}) - \arctg(\omega_0 \cdot 0,159 \cdot 10^{-3}) \end{aligned}$$

Численное решение данного уравнения даст значение  $\omega_0 = 670\pi$ .

2. Найдем значение  $K_{U0}$ , которое отвечает  $\omega_{cp} = \omega_0$ . Для этого, соответственно выражению (9.17), можно записать

$$0 = 20 \lg K_{U0} - 20 \lg \sqrt{1 + (T_1 \omega_0)^2} - 20 \lg \sqrt{1 + (T_2 \omega_0)^2} - 20 \lg \sqrt{1 + (T_3 \omega_0)^2}$$

или 
$$20 \lg K_{U0} \approx 20 \lg(T_1 \omega_0) + 20 \lg(T_2 \omega_0).$$

Здесь было учтено, что  $T_1 \omega_0 \gg 1$ ,  $T_2 \omega_0 \gg 1$ ,  $T_3 \omega_0 \ll 1$ ;

$$20 \lg K_{U0} = 20 \lg(15,9 \cdot 10^{-3} \cdot 670\pi) + 20 \lg(1,59 \cdot 10^{-3} \cdot 670\pi) = 41 \text{ дБ}$$

3. Искомое значение  $K_{U0 \Gamma P} = K_{U0} - H_m = 41 - 10 = 31 \text{ дБ}$ .

4. ЛАЧХ, которая отвечает рассмотренному случаю, приведена на рис. 9.17.

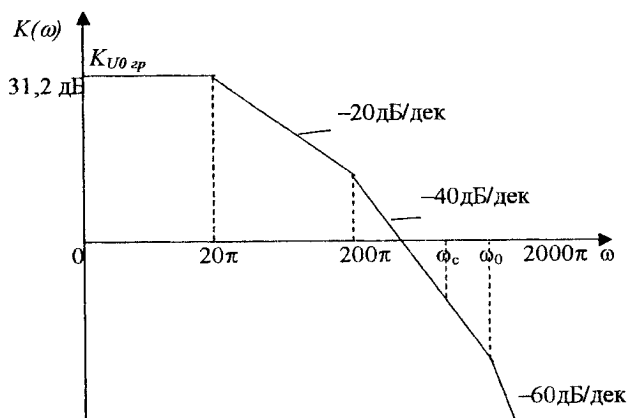


Рисунок 9.17 — ЛАЧХ усилительного устройства

5. Так как частота среза  $\omega_{cp}$ , для которой  $|W(p)| = 1$ , лежит на участке с наклоном  $-40 \text{ дБ/дек}$ , значения  $\omega_{cp}$  можно получить из выражения:

$$H_m = 40 \lg \frac{\omega_3}{\omega_0};$$

$$10 = 40 \lg \frac{670\pi}{\omega_3}.$$

Отсюда  $\omega_{cp} = 380\pi$ .

Значение  $\omega_{cp} < 2000\pi$ , т.е. действительно лежит на асимптоте с наклоном  $-40$  дБ/дек.

6. Запас по фазе в соответствии с (9.18) равняется

$$\begin{aligned} \gamma_m &= \pi - \varphi(\omega) = \pi - \arctg(\omega_{cp} T_1) - \arctg(\omega_{cp} T_2) - \arctg(\omega_{cp} T_3) = \\ &= 180^\circ - \arctg(380\pi \cdot 15,9 \cdot 10^{-3}) - \arctg(380\pi \cdot 1,59 \cdot 10^{-3}) - \\ &- \arctg(380\pi \cdot 0,159 \cdot 10^{-3}) = 180^\circ - 86,98^\circ - 62,22^\circ - 10,75^\circ \approx 20^\circ. \end{aligned}$$

Важное значение имеет оценка характера переходных процессов форсированных систем. Исходя из принципа суперпозиции, реакцию электронной схемы можно представить в виде суммы составляющих переходной характеристики заданного порядка нефорсированной системы и произведения постоянных времени на весовые функции заданного порядка [20, 21].

При проектировании усилителей предъявляются требования к качеству его конструктивных и электрических показателей. Первые определяют массу и объем устройства, его устойчивость к внешним механическим воздействиям, собственного тепловыделения и т.д. Вторые — включают условия обеспечения заданного качества преобразования электрической энергии. К ним, в первую очередь, относятся все основные характеристики, рассмотренные в разделе 9.2.

Строго говоря, обе выделенные группы параметров в известной степени не являются независимыми и можно выделить их взаимное воздействие. Так, при использовании методов современной технологии (интегральной и гибридной) масса и объем усилителя, в конечном счете, определяются его собственным тепловыделением, т.е. его КПД. Как было показано в разделе 4, повышение КПД усилителя связано с выбором соответствующего режима работы его полупроводниковых элементов. В особенности это касается мощных выходных каскадов усилительного устройства, для которых повышение КПД связано с повышением нелинейных искажений усилителя, т.е. с ухудшением качества преобразования электрической энергии. Добиться в этом случае необходимого качества выходного напряжения можно, используя звенья ОС, т.е. воздействием на вид частотной характеристики усилителя. Рассмотренный пример показывает, что практически все характеристики усилителя в известной степени связаны.

В разделе 9.2 было доказано, что улучшения практически всех электрических показателей усилителя можно достичь путем направленного изменения частотной характеристики устройства. Приведенный в разделах 9.3 и 9.4 способ математического описания усилительных устройств доказал, что если задана частотная характеристика усилителя, вопрос о синтезе его структуры сводится к известным методам. Таким образом, главным вопросом проектирования любого усилительного устройства становится вопрос получения его частотной характеристики.

Раньше, в разделе 5 было показано, что собственные параметры полупроводниковых элементов, которые являются основой любого усилителя, сильно зависят от условий эксплуатации, в частности, от температур, времени старения, величины и стабильности напряжения питания и др. И вдобавок они довольно сильно изменяются от одного экземпляра к другому, поэтому, если не применять специальных мер, все основные параметры усилителя также будут зависеть от этих параметров.

Следует отметить, что, как правило, большинство используемых источников входного сигнала усилительных устройств имеют высокоомный выход, т.е. не допускают получения большого выходного тока. При применении во входных каскадах усилительного устройства биполярных транзисторов, которые принципиально управляются током и потому имеют небольшое входное сопротивление, возникает вопрос о согласовании параметров источника сигнала и усилителя.

Возникают также трудности с согласованием усилителя с нагрузкой. Выходное сопротивление транзисторного усилителя существенно больше сопротивления нагрузки. Это препятствует получению высокого КПД усилителя, т.е. приводит к ухудшению его массо-объемных показателей.

В разделе 6 отмечалось, что основные свойства усилителя (как преобразователя электрической энергии) можно направлено изменять путем введения звеньев ОС. И вдобавок проектирование усилителей в данное время базируется на использовании готовых интегральных схем — операционных усилителей. Введение в такие усилители звеньев местной ОС, как правило, невозможно. Поэтому во всех случаях преимущество следует отдавать использованию звеньев общей ОС.

При проектировании усилителя обычно задаются не твердые значения всех его основных параметров, а ограничения на часть из них. Так, например,

для усилителя, предназначенного для использования в цепях каких-нибудь измерителей, твердые требования предъявляются к стабильности коэффициента передачи, которая непосредственно определяет погрешность проведенных измерений. В то же время требования к его другим параметрам носят характер ограничения (например,  $R_{ВХ} \geq R_{ВХ \max}$ ,  $R_{ВЫХ} \leq R_{ВЫХ \min}$  и т.д.). В этом случае всегда можно найти тип и необходимую глубину ОС, которая обеспечивает указанные выше требования к параметрам устройства. Сказанное касается и других параметров усилителя, таких, как коэффициенты нелинейных и частотных искажений, полоса усиливаемых частот и т.п.

Как было показано в разделе 9.5, существует однозначная связь между параметрами переходного процесса в усилителе, его устойчивостью и видом частотной характеристики. Подробное рассмотрение этого вопроса выходит за рамки этого учебного пособия. Он довольно подробно рассмотрен в [19]. С учетом сказанного для синтеза усилителя с заданными параметрами можно использовать следующую методику.

### **Методика проектирования усилительного устройства с помощью ЛАЧХ.**

1. По заданной полосе пропускания соответственно определению данных раздела 9.2 находят положения горизонтальной асимптоты ЛАЧХ усилителя.
2. По заданному значению коэффициента усиления определяют уровень горизонтальной асимптоты ЛАЧХ.
3. Если задан коэффициент подавления частот, которые не входят в полосу пропускания усилителя, определяют необходимые наклоны асимптот, которые находятся вне полосы пропускания усилителя.
4. Из условия требований к качеству переходных процессов, формируют вид ЛАЧХ в диапазоне частоты среза, т.е. частоты, для которой  $K(\omega)$  пересекает ось частоты.
5. Выбирают элементную базу (операционный усилитель, полупроводниковые элементы и т.п.) и схемотехнические решения, направленные на получение заданных энергетических показателей усилителя.
6. Для избранной элементной базы и схемотехнических решений определяют основные параметры усилителя (входное и выходное сопротивления, ко-

эффиценты нелинейных и других искажений, полосу усиливаемых частот, коэффициент усиления и т.п.).

7. Если некоторые параметры усилителя не отвечают заданным, то соответственно выражениям, полученным в разделе 9.5, определяют необходимый тип и глубину обратной связи, необходимые для получения заданного качества выходного параметра устройства.

8. Соответственно полученному значению глубины ОС корректируют вид частотной характеристики усилителя и проводят коррекцию выбранной элементной базы и схемотехнических решений отдельных его узлов. Определяют расхождения между необходимой для обеспечения заданных свойств характеристикой и полученными частотными характеристиками, а потом, соответственно рекомендациям раздела 9.5 находят необходимые цепи коррекции.

**Примечание.** Следует отметить, что рассмотренная методика справедлива для устройств с однонаправленной передачей сигнала, т.е. для устройств, в которых изменение параметров следующих звеньев не должно влиять на параметры предыдущих звеньев.

На основе сделанного замечания можно сформулировать два условия, которые регламентируют практическое применение изложенной выше методики:

1. Если в структуру усилительного устройства входит несколько звеньев, которые формируют в одном частотном диапазоне разные наклоны его суммарной ЛАЧХ, то между этими звеньями необходимо включать блоки, которые обеспечивают однонаправленность передачи сигнала. В транзисторных усилителях роль таких блоков, как правило, выполняют каскады на полупроводниковых приборах.

2. Непосредственное каскадное соединение нескольких звеньев, которые формируют разные участки наклона суммарной ЛАЧХ усилительного устройства, допустимо лишь в случае, если их постоянные времени существенным образом отличаются. На практике это означает, что наклоны ЛАЧХ, сформированные непосредственно последовательно соединенными звеньями, не должны суммироваться.

Приведенная выше методика служит основой для проектирования усилительных устройств по заданным характеристикам и используется при выполнении курсового проекта по дисциплине «Аналоговая схемотехника».

**Вопросы к разделу 9**

1. Сравните математические модели непрерывных электронных систем, представленных в виде дифференциальных уравнений, передаточных функций и пространства переменных состояния?

2. Чем отличаются амплитудно-фазовые частотные характеристики от асимптотических логарифмических амплитудно-фазовых частотных характеристик? Оцените погрешности.

3. Приведите пример алгоритм синтеза электронной системы по виду асимптотических логарифмических амплитудно-фазовых частотных характеристик.

4. Проведите сравнительный анализ асимптотических логарифмических амплитудно-фазовых частотных характеристик типичных элементарных звеньев.

5. Проведите анализ влияния обратных связей на асимптотические логарифмические амплитудно-фазовые частотные характеристики.

6. Как можно оценить границы устойчивости электронной системы с помощью асимптотических логарифмических амплитудно-фазовых частотных характеристик?

7. Приведите пример алгоритма проектирования непрерывного усилительного устройства с помощью асимптотических логарифмических амплитудно-фазовых частотных характеристик.

## Раздел 10 ПОСТРОЕНИЕ РЕШАЮЩИХ СТРУКТУР НА БАЗЕ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ. ЛИНЕЙНЫЕ И НЕЛИНЕЙНЫЕ ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

### 10.1 Инвертирующий и неинвертирующий усилители

Принципиальная схема инвертирующего усилителя приведена на рис. 10.1. Поскольку входом усилителя является инвертирующий вход ОУПТ, то выходное напряжение усилителя сдвинуто по фазе относительно входного напряжения на угол, равный  $180^\circ$  [3,15] (см. рис. 10.2).

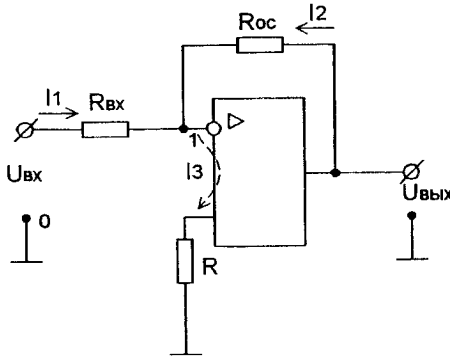


Рисунок 10.1 — Схема инвертирующего УПТ

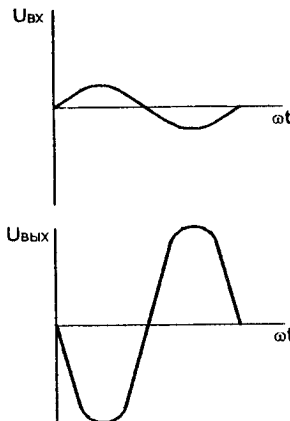


Рисунок 10.2 — Входное и выходное напряжение инвертирующего УПТ



Установим основные параметры инвертирующего усилителя — коэффициент усиления по напряжению, входное и выходное сопротивления. Запишем первый закон Кирхгофа для точки 1. При этом допустим, что входное и выходное напряжения синфазны и в соответствии с этим направим токи  $I_1, I_2, I_3$  (см. рис.10.1).

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

Для идеального ОУПТ  $R_{a\bar{a}} \rightarrow \infty$ , откуда следует, что  $I_3 \rightarrow 0$ . Тогда  $I_1 + I_2 = 0$ .

Поскольку:

$$I_1 = \frac{U_{вх}}{R_{вх}}; \quad I_2 = \frac{U_{вых}}{R_{oc}},$$

получим:

$$\frac{U_{вх}}{R_{вх}} + \frac{U_{вых}}{R_{oc}} = 0;$$

то есть

$$U_{вых} = -\frac{U_{вх}}{R_{вх}} \cdot R_{oc}.$$

Из последнего выражения получим коэффициент усиления по напряжению

$$K_u = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = -\frac{R_{oc}}{R_{вх}}.$$

Знак минус перед модулем коэффициента усиления обозначает, что усилитель обеспечивает фазовый сдвиг между выходом и входом  $180^\circ$ , а для получения требуемого модуля коэффициента усиления можно подобрать бесконечное множество пар решений. С учетом требуемого входного сопротивления усилителя и ограничения на  $R_{oc}$  сверху на уровне 1 МОм, количество пар решений существенно уменьшится.

Учитывая то, что т.1 является виртуальным нулем, получим:

$$R_{вх_{yc}} = R_{вх}.$$

Следовательно, при известном внутреннем сопротивлении источника ЭДС можно рекомендовать  $R_{вх} \cong 10R_{вн}$ , а  $R_{oc}$  рассчитать как  $R_{вх} \cdot K_u$ .

Выходное сопротивление  $R_{вых}$  инвертирующего усилителя:

Без ОС  $R_{вых}$  определяется из справочника для ОУПТ и приблизительно равен  $R_{вых} \approx 500 \text{ Ом}$ . Поскольку в инвертирующем УПТ применена ООС по напряжению, то выходное сопротивление усилителя определяется выражением (см. раздел 6.3):

$$R_{\text{вых.инв}} = \frac{R_{\text{вых}}}{1 + K_{xx} \cdot \beta}$$

Поскольку фактор обратной связи, как правило,  $0,1 \div 0,01$ , а  $K_{xx}$  —  $(10^3 - 10^4)$ , то  $R_{\text{вых.инв}}$  — очень мало и составляет десятки Ом.

Коэффициент передачи звена обратной связи определяется выражением:

$$\beta = \frac{\dot{U}_{oc}}{\dot{U}_{\text{вых}}} = \frac{R_{\text{ex}} + r_{\text{вн}}}{R_{oc} + R_{\text{ex}} + r_{\text{вн}}}$$

Как правило,  $r_{\text{вн}} \ll R_{\text{ex}}$ , и им можно пренебречь, тогда  $\beta = \frac{R_{\text{ex}}}{R_{oc} + R_{\text{ex}}}$ . Резистор

$R$ , включенный в инвертирующий вход, устраняет смещение нуля ОУПТ, вызванное входными токами, и выбирается из соотношения  $R = \frac{R_{\text{ex}} R_{oc}}{R_{\text{ex}} + R_{oc}}$ . Схема усилителя также дополняется схемами установки «нуля» и частотной коррекции (см. раздел 6.3).

Принципиальная схема неинвертирующего усилителя и осциллограммы, иллюстрирующие фазовые соотношения выходного и входного сигналов [3,15], приведены на рис.10.3 и 10.4 соответственно. Аналогично предыдущему усилителю определим  $K_U$ ,  $R_{\text{ex}}$  и  $R_{\text{вых}}$  усилителя. Рассчитаем  $U_{10}$ :

$$U_{10} = \frac{U_{\text{вых}}}{R_1 + R_{oc}} \cdot R_1$$

При  $K \rightarrow \infty$ ,  $U_{12} \approx 0$  и  $U_{10} \approx U_{20} = U_{\text{ex}}$ .

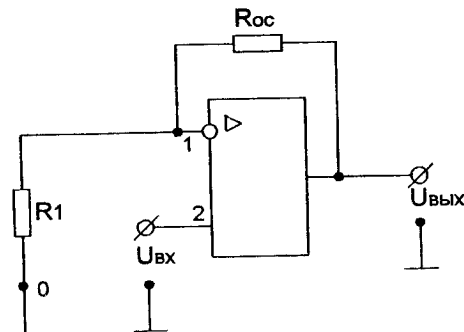


Рисунок 10.3 — Неинвертирующий УПТ

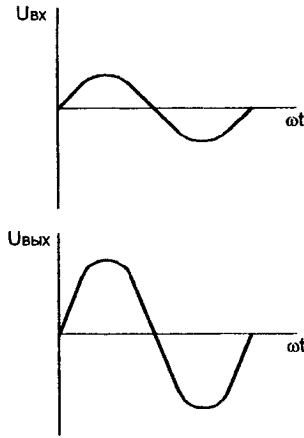


Рисунок 10.4 — Входное и выходное напряжение неинвертирующего УПТ

Тогда

$$U_{вх} = \frac{U_{вых} \cdot R_1}{R_1 + R_{oc}}, \quad U_{вых} = \frac{U_{вх} \cdot (R_1 + R_{oc})}{R_1}.$$

Коэффициент усиления по напряжению

$$K_u = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{R_1 + R_{oc}}{R_1} = 1 + \frac{R_{oc}}{R_1}.$$

Следовательно,  $K_{неинв} = 1 + K_{инв}$ .

Определим входное сопротивление усилителя  $R_{вх_{yc}}$ :

При отсутствии ОС конкретная микросхема (ОУПТ) имеет определенное  $R_{вх} = R_{справочное}$ , значение которого в зависимости от типа усилителя лежит в пределах 10 кОм–1 МОм. Влияние ОС в неинвертирующем усилителе приводит к увеличению  $R_{вх}$ , так как по отношению ко входу имеет место ООС со сложением напряжений (см. раздел 6.3).

Следовательно:

$$R_{вх_{неинв.yc}} = R_{вх_{oy}} (1 + K_{u_{вх}} \cdot \beta),$$

где  $\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_{oc}}$ .

Определение выходного сопротивления усилителя  $R_{вых}$  не отличается от приведенного выше для инвертирующего усилителя, так как в обоих усилителях применена ООС по напряжению, уменьшающая выходное сопротивление:

$$R_{вых_{неинв}} = \frac{R_{вых}}{1 + K_{xx} \cdot \beta}.$$

Подключение источника сигнала ко входу неинвертирующего усилителя. С точки зрения уменьшения смещения нуля ОУПТ, вызванного входными токами,  $r_{вн}$  источника сигналов должно равняться  $R_1 \parallel R_{oc}$  (см. рис.10.5). Так как на практике это не выполняется, то имеют место 2 варианта:

1.  $r_{вн} < R_1 \parallel R_{oc}$ . В этом случае включают в неинвертирующий вход дополнительный резистор  $R_{д1}$ . Его величина выбирается из условия  $R_{д1} + r_{вн} = R_1 \parallel R_{oc}$ ;
2.  $r_{вн} > R_1 \parallel R_{oc}$ . Для этого случая включают дополнительный резистор  $R_{д2}$  в неинвертирующий вход усилителя. Значения сопротивления  $R_{д2}$  выбирается из условия  $r_{вн} = R_1 \parallel R_{oc} + R_{д2}$ .

При использовании ОУПТ в качестве буфера часто применяют схему со 100% обратной связью (аналог эмиттерного повторителя). Эта схема приведена на рис. 10.6.

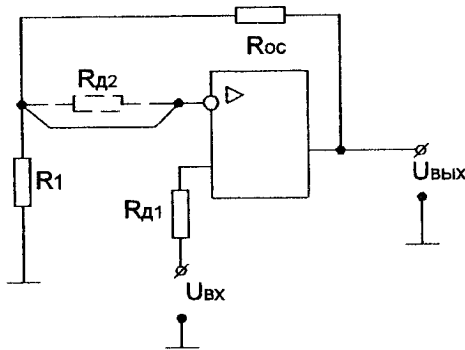


Рисунок 10.5 — Подключение источника сигнала ко входу неинвертирующего усилителя

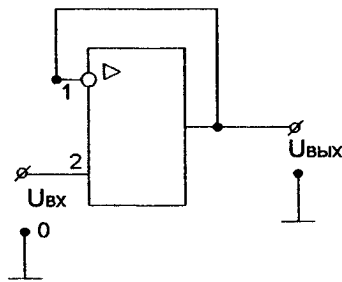


Рисунок 10.6 — ОУ со 100% обратной связью

Такая схема представляет собой согласующее (буферное) звено с очень высоким входным и очень малым выходным сопротивлениями. Она усиливает входной ток, но не усиливает напряжение и характеризуется следующими основными параметрами:

$$K_u \approx 1 (K_u = 0,99), R_{ex} \rightarrow \infty (10 \div 100 \text{ МОм}),$$

$$R_{вых} \rightarrow 0 (0,1 \div 1 \text{ Ом}), K_i \rightarrow \infty (10^5 \div 10^7).$$

## 10.2 Сумматоры, интеграторы и дифференциаторы на базе усилителей

Различают инвертирующие и неинвертирующие сумматоры [3,15]. Принципиальная схема инвертирующего сумматора приведена на рис. 10.7.

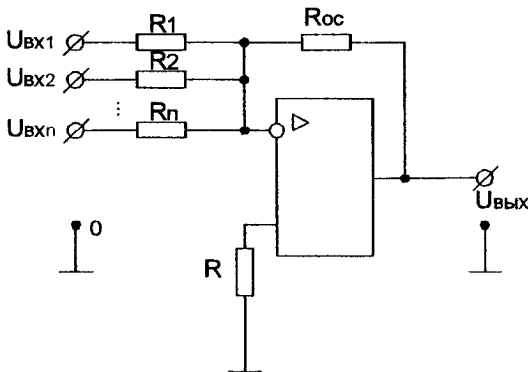


Рисунок 10.7 — Схема инвертирующего сумматора

Сигналы можно правильно суммировать только на линейном участке амплитудной характеристики «1-1'» ОУПТ (см. рис. 10.8).

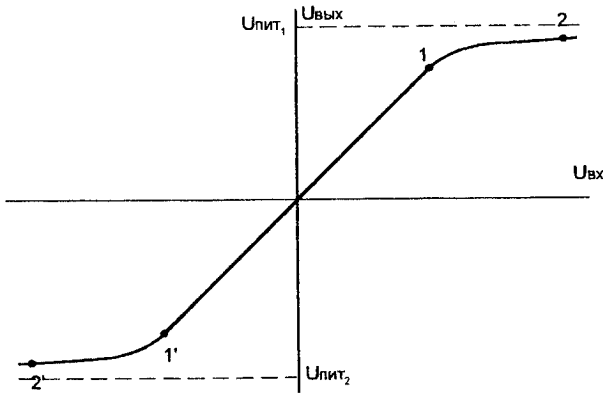


Рисунок 10.8 — Амплитудная характеристика ОУПТ

На участке 1-1' режим работы ОУПТ линейный, где применим принцип суперпозиции, и выходное напряжение можно рассматривать как сумму реакций от входных сигналов:

$$U_{\text{вых}} = - \left[ \frac{R_{OC}}{R_1} U_{\text{вх}1} + \frac{R_{OC}}{R_2} U_{\text{вх}2} + \dots + \frac{R_{OC}}{R_n} U_{\text{вх}n} \right].$$

Наихудшее согласование внутреннего сопротивления источника сигнала со входом усилителя будет на том входе, где самый большой коэффициент усиления  $\frac{R_{OC}}{R_i}$ , поэтому для этого входа обеспечивают требуемое согласование с источником, а для всех остальных входов согласование получится лучшим. Выбор резисторов  $R_i$  и  $R_{OC}$  аналогичный инвертирующему усилителю. Величина резистора  $R$  определяется из условия:

$$R = R_1 \parallel R_2 \parallel R_3 \dots \parallel R_n \parallel R_{OC}.$$

Величина выходного сопротивления сумматора определяется аналогично ранее рассмотренным схемам:

$$R_{\text{вых}} = \frac{R_{\text{вых}OU}}{1 + K_{\text{хх}} \cdot \beta}.$$

где  $\beta = \frac{R_{\text{Экв}}}{R_{\text{Экв}} + R_{OC}}$ , а  $R_{\text{Э}} = R_1 \parallel R_2 \parallel R_3 \dots \parallel R_n$ .

Принципиальная схема неинвертирующего сумматора приведена на рис. 10.9.

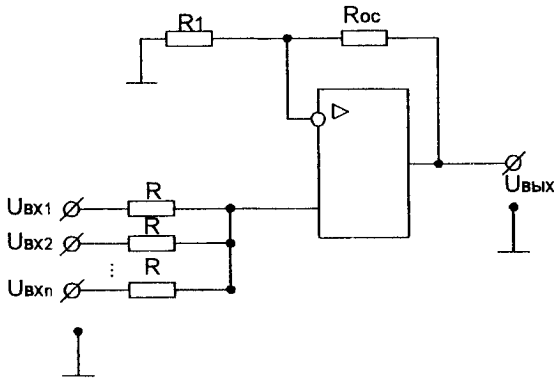


Рисунок 10.9 — Схема неинвертирующего сумматора

В данной схеме коэффициенты передачи по всем входам одинаковы и определяются выражением:

$$K_U = \frac{R_{oc}}{R_1} + 1.$$

Выходное напряжение для линейного режима работы определяется выражением:

$$U_{вых} = \frac{\left(\frac{R_{oc}}{R_1} + 1\right)}{n} (U_{ax_1} + U_{ax_2} + \dots + U_{ax_n}),$$

где  $n$  — количество входов сумматора.

Резистор  $R$  не оказывает влияние на коэффициенты передачи сумматора  $K_U \neq \varphi(R)$ . Входное  $R_{ax_p}$  и выходное  $R_{вых_p}$  сопротивления усилителей определяются аналогично рассмотренному выше неинвертирующему усилителю. Входные резисторы сумматора  $R$  должны быть много меньше (в 5–10 раз) входного сопротивления усилителя  $R_{ax_p}$ .

Основной недостаток схемы: коэффициенты передачи по всем входам одинаковы. Для обеспечения их регулирования может быть предложена постановка на каждый вход потенциометров, или использования схемы инвертирующего сумматора с инвертором.

Принципиальная схема интегратора на ОУПТ представлена на рис. 10.10 [3,15].

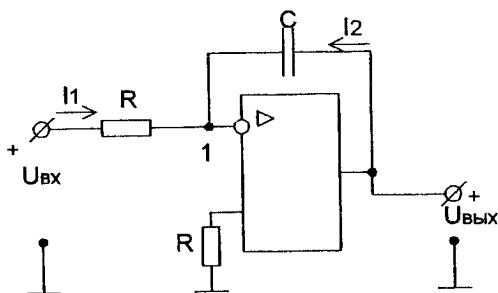


Рисунок 10.10 — Схема интегратора на ОУПТ

Покажем, что данная схема является интегратором. Запишем первый закон Кирхгофа для точки 1, пренебрегая входным током усилителя, считая его идеальным.

$$I_1 + I_2 = 0; \quad (I_{ex_{OY}} \cong 0).$$

С учетом того, что потенциал точки 1 равен нулю (виртуальный нуль), получим:

$$I_1 = \frac{U_{ex}}{R}; \quad I_2 = \frac{U_{вых}}{1/j\omega C}.$$

Тогда получим:

$$\frac{U_{ex}}{R} + \frac{U_{вых}}{1/j\omega C} = 0; \quad \frac{U_{ex}}{R} = -U_{вых} \cdot p \cdot C;$$

где  $p = j\omega$ . Отсюда следует:

$$U_{вых} = -\frac{1}{R \cdot C} \frac{U_{ex}}{p}.$$

Окончательно, переходя из операторной формы, имеем

$$U_{вых} = -\frac{1}{R \cdot C} \int_0^t U_{ex}(t) dt$$

при нулевых начальных условиях.

Чем больше постоянная времени интегратора  $\tau = RC$ , тем меньше коэффициент передачи интегратора. Начальные условия легко учитывать в этой схеме путем смещения напряжения на  $\dot{U}_{вых}$  на требуемую величину  $U_{вых}(0)$  с помощью схемы установки нуля (см. раздел 10.3).

Пусть  $U_{ex} = const$  и равно +1В, начальные условия нулевые. Поскольку интеграл от постоянной величины представляет линейную функцию времени, а



также учитывая инвертирующее свойство усилителя, получим прямую, расположенную в IV квадранте (см. рис.10.11 а). При увеличении (уменьшении) входного сигнала изменяется крутизна этой прямой пропорционально  $U_{ex}$  при  $\tau = RC = const$ . Интегрирование возможно до тех пор (время  $t_{max}$  при  $U_{ex}=+1 В$ ), пока выходное напряжение не превышает допустимого значения из амплитудной характеристики усилителя (см. рис. 10.11 а,  $t_{max}$  при  $U_{ex}=+1 В$ ). При отрицательных входных сигналах характеристики аналогичны, но располагаются в I квадранте (см. рис.10.11 б). При  $U_{ex} = const$  изменение постоянной времени  $\tau$  приводит к изменению крутизны характеристики преобразования (см. рис. 10.12). Включив последовательно два интегратора и подав на вход первого константу, на выходе второго получим квадратичную параболу.

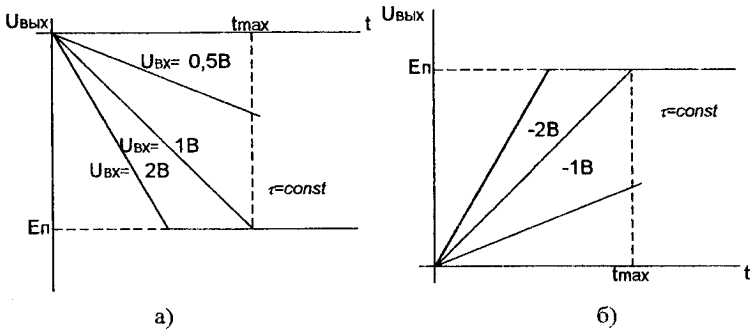


Рисунок 10.11 — Зависимость выходного напряжения интегратора от  $U_{ex}$  при  $\tau = const$

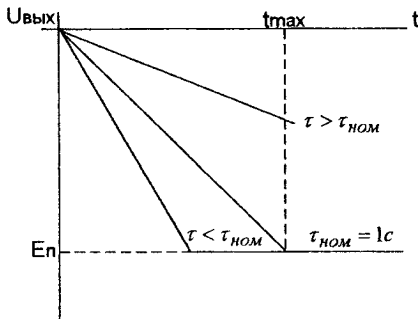


Рисунок 10.12 — Зависимость выходного напряжения интегратора от постоянной времени при  $U_{ex} = const$

Следовательно, с помощью интегратора можно получать степенные функции  $n$ -порядка при количестве интеграторов равно  $n$ .

Принципиальная схема дифференциатора на ОУПТ представлена на рис. 10.13.

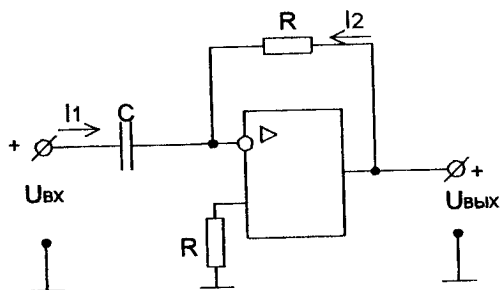


Рисунок 10.13 — Схема дифференциатора на ОУПТ

Запишем уравнение первого закона Кирхгофа аналогично интегратору, пренебрегая входным током усилителя.

$$\frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{R} + \frac{\dot{U}_{\text{вх}}}{1/j\omega C} = 0; \quad \dot{U}_{\text{вх}} pC + \frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{R} = 0.$$

Откуда,

$$\dot{U}_{\text{вых}} = -pCR \dot{U}_{\text{вх}}; \quad \dot{U}_{\text{вых}} = -CR \frac{d\dot{U}_{\text{вх}}}{dt}.$$

Следовательно, данная схема является дифференцирующей. При  $U_{\text{вх}}(t) = \text{const}$  на выходе получим  $U_{\text{вых}} = 0$ , так как производная от константы равна нулю. При подаче на вход схемы линейно возрастающего напряжения на выходе получим константу, пропорциональную крутизне входного напряжения.

### 10.3 Схемы установки нуля и частотной коррекции усилителей

Любой ОУПТ имеет вполне определенное  $U_{\text{см}}$ , как вызванное разницей напряжений база-эмиттер, так и вызванное разницей входных токов. Поэтому нужно установить суммарное напряжение смещения, исходя из наилучшего случая. Зная  $U_{\text{см}\Sigma}$ , можно определить величину компенсирующего напряжения, на которую необходимо сместить входное напряжение ОУ, для того, чтобы

на выходе усилителя  $U_{\text{вых}} = 0$ . Суммарное напряжение смещения определяется соотношением (см. раздел 8.2):

$$U_{\text{см}\Sigma} = U_{\text{см}} + U'_{\text{см}} = U_{\text{см}} + I_{\text{эк.разн.}} R_{\text{вн.}}$$

Взяв запас для рассчитанного  $U_{\text{см}\Sigma}$  примерно 1,5, получим напряжение, которое должна обеспечить схема установки нуля. Схема установки «нуля» ОУИТ приведена на рис. 10.14.  $R_p$  и  $R_{\text{доп}}$  выбираются так, чтобы в крайних положениях движка  $R_p$  напряжение на нем было порядка  $\pm 1\text{В}$ . В точке А должно быть требуемое напряжение смещения ( $\pm 1,5U_{\text{см}\Sigma}$ ). Исходя из этого напряжения рассчитывают второй делитель напряжения  $R_2, R_1$ .  $R_1$  рекомендовано принимать порядка десятков Ом, тогда  $R_2$  имеет порядок единиц кОм. Ток первого делителя, который рекомендуется, приравнивают 2-4 мА, и рассчитывают резисторы  $R_p$  и  $R_{\text{доп}}$  из условия:

$$2R_{\text{доп}} + R_p = \frac{2U_{\text{ном}}}{I_{\Delta}}$$

а распределение между  $R_p$  и  $R_{\text{доп}}$  определяется условием  $U_{R_p} = \pm 1\text{В}$  по отношению к общей шине.

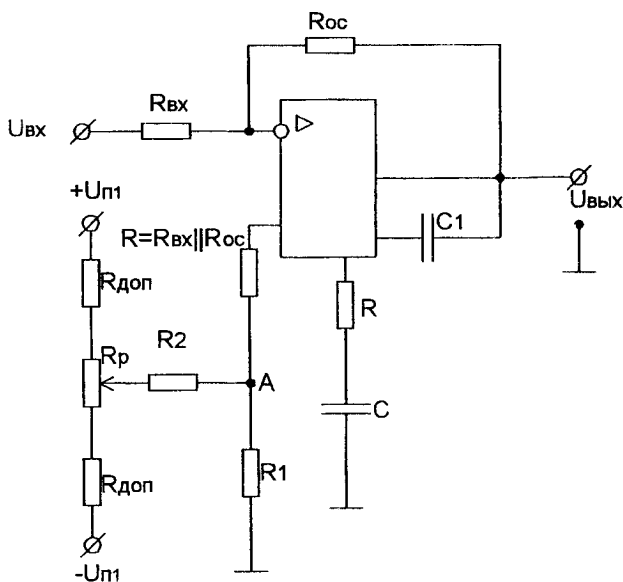


Рисунок 10.14 — Схема установки нуля и частотной коррекции инвертирующего усилителя

Поскольку ОУПТ вообще имеют высокую граничную частоту усиления, а конкретные устройства на базе ОУПТ часто требуют существенно более низкую частоту  $f_0$ , то необходимо вводить схемы частотной коррекции. Для уменьшения уровня шумов и повышения устойчивости усилителя необходимо  $f_{zp}$  выбрать в 2-3 раза больше чем верхняя частота усиливаемого сигнала  $f_0$ . Исходя из зависимостей, приведенных в [22] по требуемому значению  $f_{zp}$  (см. рис. 10.15) устанавливают параметры корректирующих цепей (интегрирующей  $R_K$ ,  $C_K$  и дифференцирующей  $C$ ). Параметры корректирующих цепей также приведены в справочниках по интегральным микросхемам.

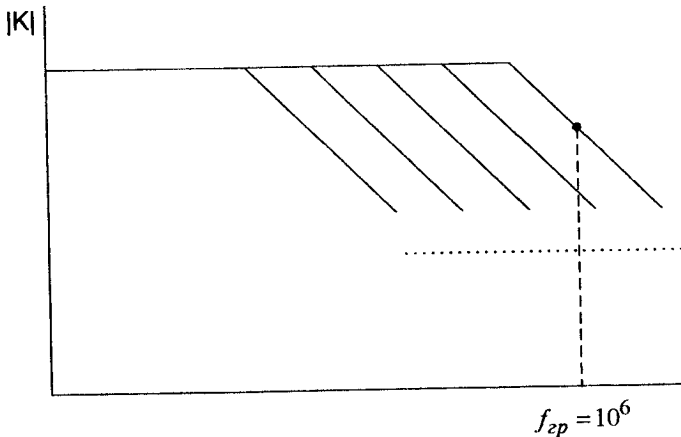


Рисунок 10.15 — АЧХ УПТ при различных значениях корректирующих цепей

#### 10.4 Логарифмирующие и антилогарифмирующие схемы

Для построения схем с логарифмическими передаточными функциями используются вольт-амперные характеристики  $p$ - $n$  переходов. Для высококачественных  $p$ - $n$  переходов эти характеристики моделируются выражением:

$$U_{\partial} = N \lg \left( \frac{I_{\partial}}{I_s} \right), \quad (10.1)$$

где  $U_{\partial}$  — напряжение на диоде;

$I_{\partial}$  — ток, протекающий через диод;

$I_s$  — ток диода в режиме насыщения;

$N$  — const [В].

Схема логарифмического усилителя приведена на рис. 10.16.

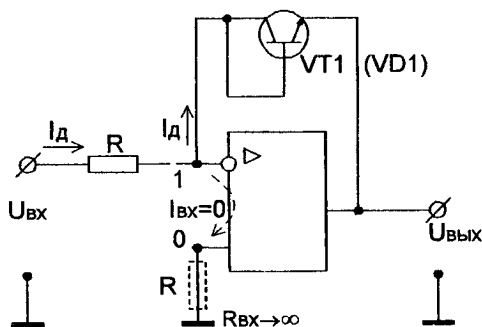


Рисунок 10.16 — Схема логарифматора

Учитывая, что точка 1 является виртуальным нулем ( $U_{10} \cong 0$ ), можем записать:

$$I_{\partial} = \frac{U_{\text{вх}}}{R}; \quad U_{\text{вых}} = -U_{\partial};$$

Подставив значение  $U_{\partial}$  из выражения (10.1), получим

$$U_{\text{вых}} = -N \lg \left( \frac{I_{\partial}}{I_s} \right) = -N \lg \left( \frac{U_{\text{вх}}}{R \cdot I_s} \right) = -N \lg(U_{\text{вх}}) + N \lg(R \cdot I_s). \quad (10.2)$$

Требуется получить для схемы логарифматора  $U_{\text{вых}} = \lg(U_{\text{вх}})$ . Это получится из выражения (10.2), если выполняется неравенство:

$$\lg(R \cdot I_s) \ll \lg(U_{\text{вх}}). \quad (10.3)$$

Следовательно, при выполнении неравенства (10.3) для приведенной схемы получим:

$$U_{\text{вых}} = -N \lg(U_{\text{вх}}) \quad (10.4)$$

Для устранения смещения нуля, обусловленного напряжением  $U'_{\text{см}}$  в неинвертирующий вход включают резистор  $R$ .

Оценим динамический диапазон изменения для входного ( $U_{\text{вх}}$ ) и выходного ( $U_{\text{вых}}$ ) сигналов. Динамический диапазон логарифматоров по входу очень велик, и чем он больше, тем выше качество схемы. Минимальный входной сигнал определяется уровнем температурного дрейфа и шумов, которые составляют порядка десятков микровольт. Для типовых ОУПТ в рабочем диапазоне температур  $0 \div 40^\circ\text{C}$   $U_{\text{экс, мин}} \cong 0,05 \div 0,1 \text{ мВ}$ . Максимальный входной сигнал

ОУПТ определяется допустимым напряжением уровня базно-эмиттерного перехода транзисторов входного дифференциального каскада, которое порядка 5В ( $U_{ex_{max}} \approx 5$  В).

Тогда динамический диапазон входных сигналов для представленных уровней составит:

$$D_c = \frac{U_{ex_{max}}}{U_{ex_{min}}} = \frac{5}{0,05 \cdot 10^{-3}} = 10^5.$$

Проходная характеристика логарифмирующей схемы приведена на рис. 10.17. Динамический диапазон выходного сигнала логарифматора существенно сжат и на 5 порядков изменения входного сигнала изменяется на 5 Вольт.

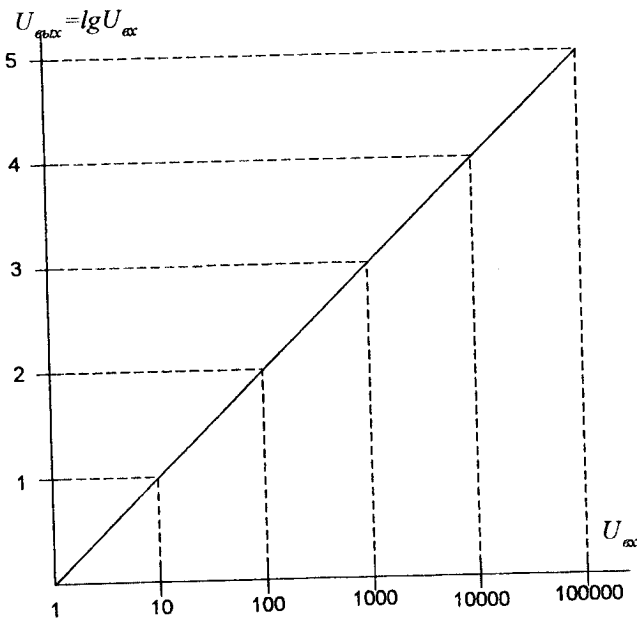


Рисунок 10.17 — Проходная характеристика логарифматора

**Антилогарифмирование** — операция обратная логарифмированию. При изменении входного сигнала на несколько вольт динамический диапазон выходного сигнала очень велик и составляет 4–6 порядков.

Принципиальная схема антилогарифматора приведена на рис. 10.18. Проведя аналогичные выкладки, получим:

$$10^{\frac{U_{\partial}}{N}} = \frac{I_{\partial}}{I_s}; \quad I_{\partial} = I_s \cdot 10^{\frac{U_{\partial}}{N}}.$$

Если  $U_{\text{вх}} = U_{\partial}$ , тогда:

$$U_{\text{вых}} = -I_{\partial} \cdot R = -I_s \cdot R \cdot 10^{\frac{U_{\partial}}{N}}.$$

Окончательно имеем:

$$U_{\text{вых}} = -I_s \cdot R \cdot 10^{\frac{U_{\partial}}{N}}.$$

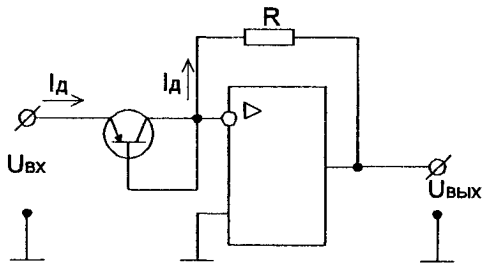


Рисунок 10.18 — Схема антилогарифматора

Следовательно, данная схема антилогарифмирует входной сигнал, равный  $U_{\partial}$ .

В качестве элемента ОС, имеющего логарифмическую характеристику, для логарифматоров и антилогарифматоров можно использовать [23]:

а) транзисторно-диодную схему (рис. 10.19). Применяется в диапазоне токов  $10^{-11} \div 10^{-4}$  А, обеспечивая динамический диапазон по входу  $10^7$ ;

б) диодную схему (рис. 10.20). Работает в диапазоне токов  $10^{-9} \div 10^{-4}$  А, обеспечивая динамический диапазон 5 порядков ( $10^5$ );

в) транзисторную схему (рис. 10.21). Рекомендуются для токов  $10^{-8} \div 10^{-4}$  А и обеспечивает динамический диапазон по входу  $10^4$ .

Схема прецизионного модуля показана на рис.10.22. Она состоит из пары согласованных по параметрам транзисторов VT1 и VT2, резистора установки токов  $R_G = 15 \pm 0,3$  кОм и резистора термокомпенсации  $R_{TK} = 955 \pm 10$  Ом, обладающего  $TKR = +0,3$  %/°C [23].

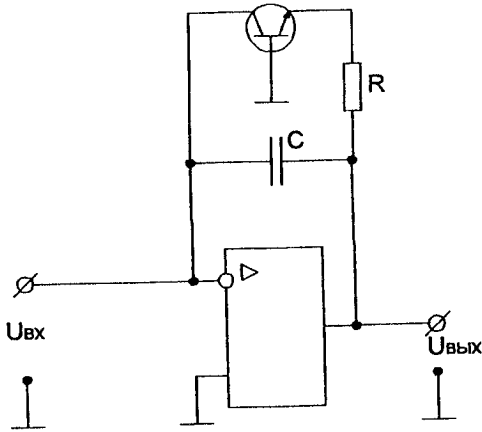


Рисунок 10.19 — Логарифматор с транзисторно-диодной схемой

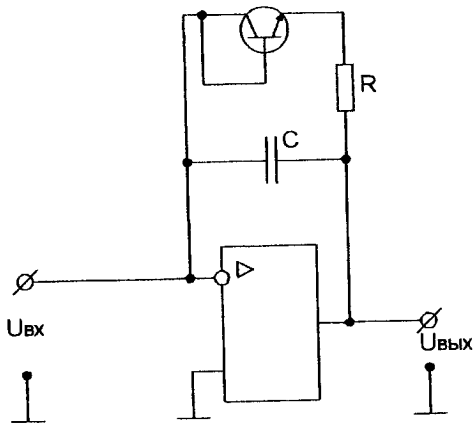


Рисунок 10.20 — Логарифматор с диодной схемой

### 10.5 Умножители и делители напряжений, выпрямители и детекторы сигналов

Существует два основных метода умножения напряжений:

1. Метод логарифмирования сигналов
2. Метод управления передаточной проводимостью транзистора.



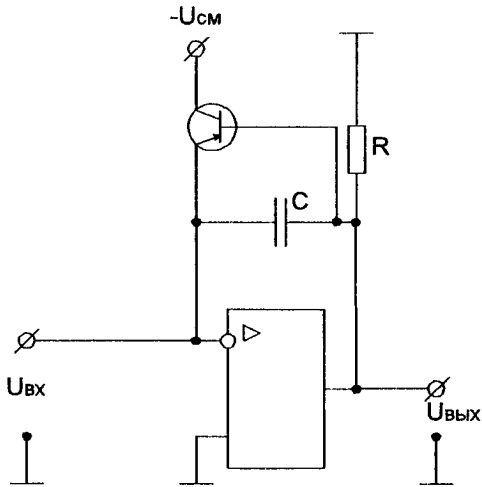


Рисунок 10.21 — Логарифматор с транзисторной схемой

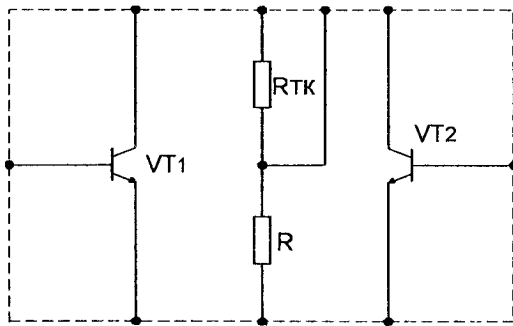


Рисунок 10.22 — Прецизионный модуль

Рассмотрим первый метод, базирующийся на логарифмировании и антилогарифмировании сигналов (см. рис. 10.23).

Первые два ОУПТ, на которых собраны схемы логарифматоров, позволяют получить сигналы, пропорциональные  $-\lg(U_{вх_x})$  и  $-\lg(U_{вх_y})$ . Просуммировав эти сигналы с помощью инвертирующего сумматора, получим на выходе третьего ОУПТ сумму логарифмов, которая является логарифмом произведения. Используя схему антилогарифматора, собранную на четвертом ОУПТ, получим на его выходе напряжение, пропорциональное произведению входных сигналов.

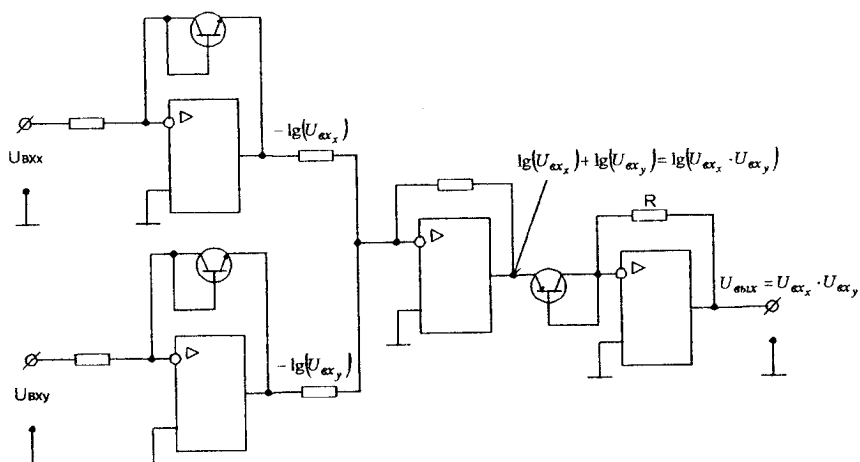


Рисунок 10.23 — Схема умножителя на базе логарифматоров

Динамический диапазон по входу умножителя (схемы логарифматоров) достаточно высок 5-6 порядков, на выходе умножителя (антилогарифматора) — также высок (порядок входного).

Схема умножителя, работающего на принципе изменяющейся проводимости, приведена на рис. 10.24. Аналоговый умножитель двух сигналов можно построить, не прибегая к логарифмированию, для этого используют метод изменения коэффициента усиления на согласованной по параметрам интегральной паре транзисторов (прецизионный модуль). В этой схеме сигналом  $U_x$  изменяется внутреннее сопротивление левого транзистора (VT1), режим правого транзистора остается неизменным, поэтому ток  $i_0$ , поступающий от источника тока, перераспределяется между транзисторами, и между коллекторами возникает сигнал при подключении  $U_x$ :

$$U_{\text{диф}} = k_1 \cdot U_x$$

Сигнал  $U_y$  подается на эмиттеры, и за счет этого сигнала изменяется уровень тока  $i_0$  ( $i_0 \pm \Delta i_0$ ). Коэффициент усиления дифференциального усилителя  $k_1$  изменяется пропорционально  $\Delta i_0$ , следовательно:

$$k_1 = k_2 \cdot \Delta i_0 = k_2 \frac{U_y}{R_y}$$

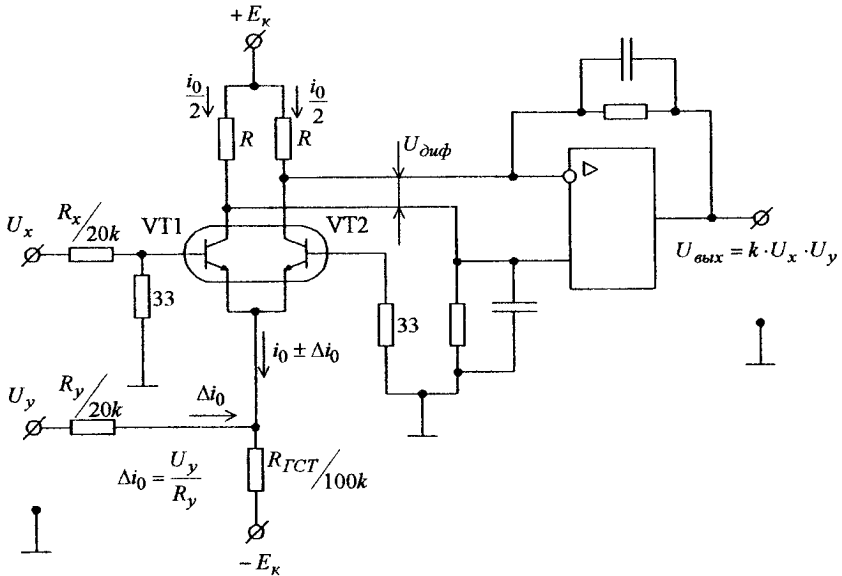


Рисунок 10.24 — Схема умножителя с изменяющейся проводимостью

Следовательно, при наличии двух входных сигналов выходное напряжение определяется выражением:

$$U_{\text{вых}} = \frac{k_2 (U_y \cdot U_x)}{R_y} = k \cdot U_y \cdot U_x.$$

Операционный усилитель представляет собой буферный дифференциальный усилитель, обеспечивающий несимметричный выход с низким выходным сопротивлением и высокой нагрузочной способностью.

Делители аналоговых сигналов могут быть построены аналогично умножителям сигналов, использующим метод логарифмирования, с отличием в том, что выходные напряжения логарифматоров, пропорциональные входным токам  $I_1$  и  $I_2$  (см. рис. 10.25), должны не суммироваться, а вычитаться. Поэтому они поданы на инвертирующий и неинвертирующий входы третьего ОУПТ, на выходе которого получаем напряжение, пропорциональное  $\frac{I_1}{I_2}$ , поскольку

$$(\lg I_1 - \lg I_2) = \lg \frac{I_1}{I_2}.$$

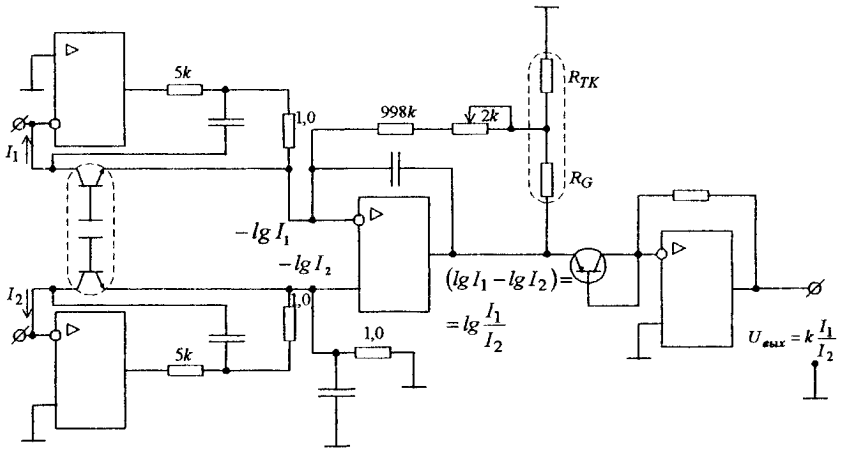


Рисунок 10.25 — Схема деления напряжений

Напряжение на входе антилогарифматора с учетом напряжения смещения:

$$U_{\text{вх.аког}} = k \lg \left( \frac{I_1}{I_2} \right) + U_{\text{см}}$$

Напряжения смещения можно скомпенсировать схемой установки нуля, тогда на выходе схемы деления получим:

$$U_{\text{вых}} = k \frac{I_1}{I_2}$$

Для схем выпрямителей и особенно для схем детектирования напряжение отпираания р-п перехода вносит недопустимо большие погрешности в их работу. Схема однополупериодного выпрямителя с диодами в ОС приведена на рис. 10.26 и позволяет снизить порог отпираания диода в  $K$  раз, где  $K = K_{\text{и.усилителя}}$  с ОС. Данная схема позволяет понизить порог отпираания диода до уровня порядка 1 мВ. Для положительных полуволн сигнала  $U_{\text{вых}} = 0$ .  $VD_2$  — вспомогательный, защищает вход ОУ от перегрузок входного отрицательного сигнала.

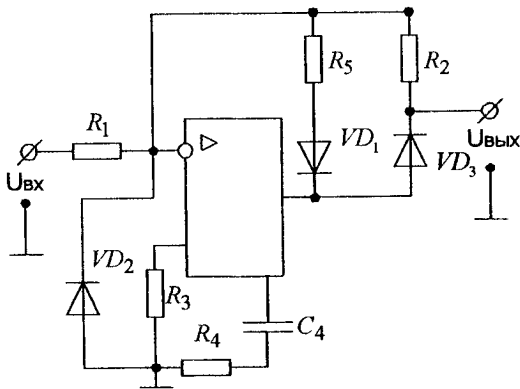


Рисунок 10.26 — Схема однополупериодного выпрямителя

Для отрицательной полуволны сигнала диод  $VD_3$  — открывается, и получается инвертирующий усилитель:

$$U_{\text{вых}} = -U_{\text{вх}} \frac{R_2}{R_1}.$$

Данная схема выполняется в интегральном исполнении.

### Вопросы к разделу 10

1. Установите величины входных и выходных сопротивлений инвертирующего и неинвертирующего усилителей. Объясните влияние на их величины обратных связей.
2. Установите значения коэффициентов усиления инвертирующего и неинвертирующего усилителей на основе (базе) идеального ( $K=\infty$ ) и ( $K<\infty$ ) реального операционного усилителей.
3. Объясните назначение, правила подключения и методики расчетов схем установки нуля и частотной коррекции.
4. Нарисуйте структурную схему для реализации степенных зависимостей 2, 3 и 4 порядков на базе интеграторов.
5. Установите динамические диапазоны входных и выходных сигналов схем логарифматоров и антилогарифматоров.
6. Изложите основные идеи (принципы), положенные в основу создания схем аналогового умножения и деления.

## Раздел 11 ИЗБИРАТЕЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Часто возникает необходимость передавать ряд сообщений по общему каналу связи. Такие проблемы возникают в телеметрии, телемеханики, радиотелефонии и т.д. Спектральная плотность и спектры сигналов (рис.11.1), как правило, перекрывают друг друга (например, для речевых сообщений эта полоса 300–5000 Гц). Разделить такие сигналы на выходе канала связи невозможно.

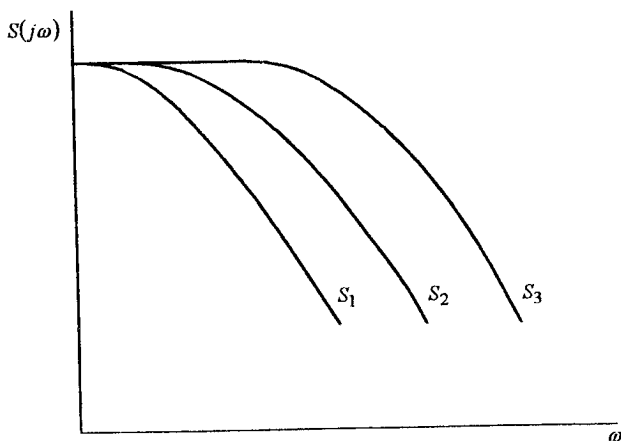


Рисунок 11.1 — Спектральные плотности сигналов

Для того чтобы не было наложения сигналов их необходимо разделить либо:

- по частоте;
- по времени.

Фрагмент, иллюстрирующий разделение сигналов по частоте, приведен на рис. 11.2. Пусть, например, модулирующий сигнал (входной) обладает спектром от 0 до  $\Omega_{1max}=5$  кГц. Для первого сообщения выберем несущую частоту  $\omega_1 \gg \Omega_{1max}$ , пусть  $\omega_1=500$  кГц. Тогда первое сообщение расположится в пределах от  $\omega_1 - \Omega_{1max}$  до  $\omega_1 + \Omega_{1max}$ , т.е. в пределах 495÷505 кГц. Второе сообщение, например, расположено в окрестности  $\omega_2=600$  кГц, третье —  $\omega_3=700$  кГц и т.д.

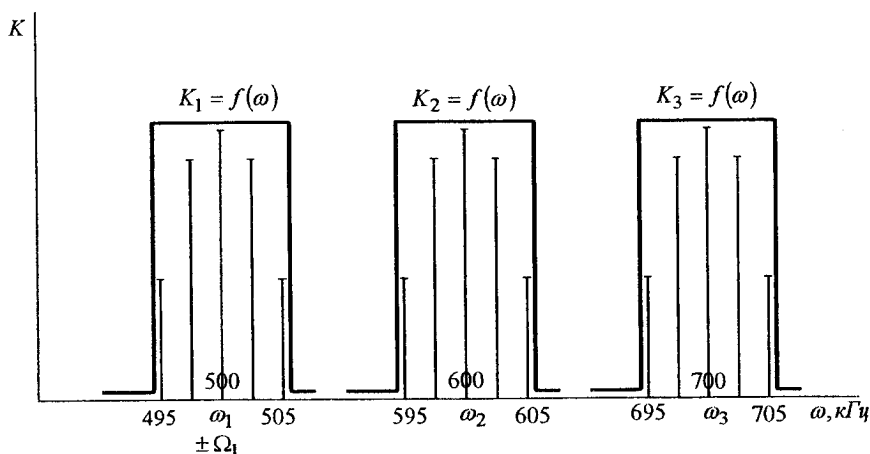


Рисунок 11.2 — Разделение сигнала по частоте

Для того чтобы выделить сигнал, модулированный по амплитуде (см. рис. 11.3), необходимо на приемной стороне поставить устройство, имеющее АЧХ  $K_1 = f(\omega)$ , для следующего сигнала — АЧХ  $K_2 = f(\omega)$  (Рис. 11.2). Для того чтобы получить неискаженные сигналы по каждому каналу, необходимо чтобы устройства обладали прямоугольными АЧХ.

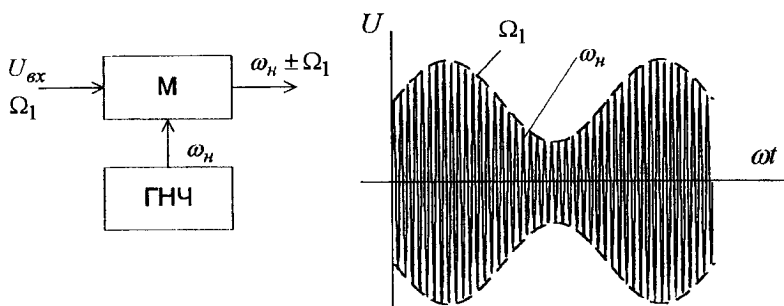


Рисунок 11.3 — Принцип амплитудной модуляции

Демодулятор выполняет обратное функциональное преобразование, т.е. переносит сигнал из диапазона высоких частот в низкие  $0 \div \Omega_{1max}$ , восстанавливая исходный выходной сигнал. Следовательно, для разделения сигналов на

приемной стороне необходим набор избирательных усилителей с АЧХ, близкими к прямоугольным.

Избирательные усилители могут быть LC и RC типов. Для построения усилителей LC типа используют параллельные и последовательные колебательные контуры.

### 11.1 Характеристики параллельного и последовательного колебательных контуров

Схема последовательного колебательного контура приведена на рис. 11.4.

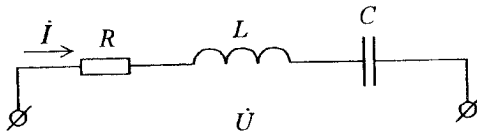


Рисунок 11.4 — Последовательный колебательный контур

В последовательном колебательном контуре имеет место резонанс напряжений. Ток в контуре определяется выражением:

$$i = \frac{\dot{U}}{R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C}}$$

Поскольку при резонансе  $X_L = -X_C$  при равенстве модулей  $|j\omega L| = \left| \frac{1}{j\omega C} \right|$ , ток при резонансе максимальный  $i_{рез} = \frac{\dot{U}}{R}$ , так как  $Z_{рез} = R$ .

Частота резонанса определяется по формуле Томсона:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Напряжения при резонансе на индуктивности и емкости:

$$\dot{U}_{pL} = i \cdot j\omega_0 L; \quad \dot{U}_{pC} = i \frac{1}{j\omega_0 C}.$$

Так как модули реактивных сопротивлений намного больше активного сопротивления контура  $R$ , то напряжения на реактивных элементах много больше входного  $\dot{U}$ :



$$|j\omega L| = \left| \frac{1}{j\omega C} \right| \gg R; \quad \dot{U}_p \gg \dot{U}.$$

Добротность контура  $Q$  определяется отношением напряжения на реактивных элементах к подведенному:

$$Q = \frac{\dot{U}_p}{\dot{U}} = \frac{\omega_0 L}{R}; \quad Q = \frac{\dot{U}_p}{\dot{U}} = \frac{1}{\omega_0 C R}$$

и

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}.$$

Добротности колебательных контуров в диапазоне частот 100кГц–1МГц порядка  $Q=30-300$  в зависимости от частоты и качества его исполнения.

Векторная диаграмма для последовательного колебательного контура приведена на рис.11.5. Так как подведенное напряжение  $U$  оказывается много меньше напряжений  $U_L$  и  $U_C$ , то можно трактовать, что последовательный контур является усилителем напряжения.

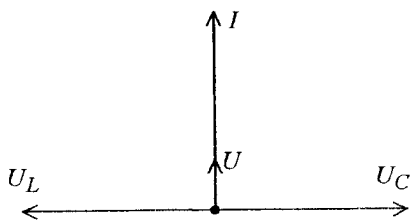


Рисунок 11.5 — Векторная диаграмма

Установим значения сопротивления контура в функции частоты, выполнив некоторые математические преобразования:

$$\begin{aligned} Z(j\omega) &= R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} = R + j\omega L \left( 1 - \frac{1}{\omega^2 LC} \right) = R + j\omega L \left( 1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2} \right) = \\ &= R + j\omega L \left( \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega^2} \right) = R + jL \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega} \cdot \frac{\omega_0}{\omega_0} = R + jL \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega \omega_0} \cdot \frac{1}{\sqrt{LC}} = \\ &= R + j \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega \omega_0} = R \left( 1 + j \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega \omega_0} \right) = R \left( 1 + jQ \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega \omega_0} \right); \end{aligned}$$

Коэффициент, стоящий в мнимой части обозначим через параметр  $a$ .

$a = Q \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega \omega_0}$  называют обобщенной расстройкой контура. Она характеризует

степень отклонения текущей частоты от резонансной. Окончательно получим:

$$Z(j\omega) = R(1 + ja). \quad (11.1)$$

Зависимость  $|Z(j\omega)| = \varphi(a)$  приведена на рис. 11.6.

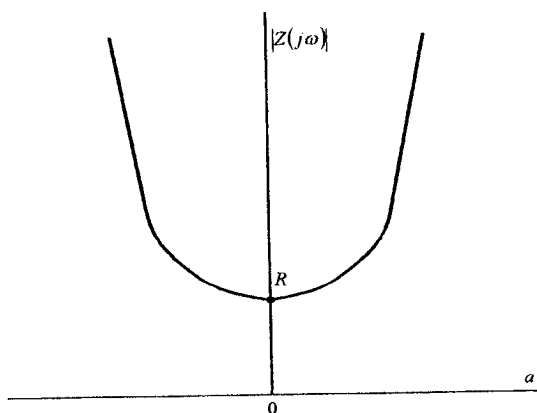


Рисунок 11.6 — Зависимость модуля сопротивления контура от обобщенной расстройки  $a$

$|Z(j\omega)|$  характеризует АЧХ контура или коэффициент усиления усилителя с контуром в функции частоты. При этом получили режекторную характеристику вместо избирательной. Для получения избирательной характеристики нужно снимать выходное напряжение с  $L$  или  $C$ , либо применить параллельный колебательный контур. В этом случае получим АЧХ избирательного усилителя в виде, представленном на рис. 11.7.

Для удобства представления характеристики нормируют в виде:

$$\frac{Z_{рез}}{Z(j\omega)} = \frac{1}{1 + ja}. \quad (11.2)$$

или

$$\left| \frac{Z_{рез}}{Z(j\omega)} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + a^2}}. \quad (11.3)$$

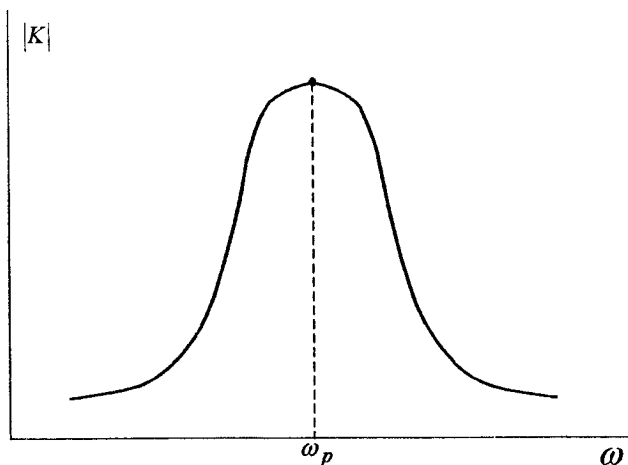


Рисунок 11.7 — АЧХ избирательного усилителя

Характеристика по выражению (11.3) представляет собой АЧХ контура. Нормированная АЧХ контура в функции параметра обобщенной расстройки  $a$  для различных добротностей контура приведена на рис. 11.8.

Частотные характеристики контуров часто представляют от параметра относительной расстройки контура, которую получают из параметра  $a$  после некоторых преобразований:

$$\frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega\omega_0} = \frac{(\omega - \omega_0)(\omega + \omega_0)}{\omega\omega_0} = \frac{\Delta\omega 2\omega}{\omega\omega_0} = \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} \quad \text{— относительная расстройка контура.}$$

Сопротивление контура от относительной расстройки записывают в виде:

$$Z(j\omega) = R \left( 1 + jQ \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} \right) = R \left( 1 + jQ \frac{2\Delta f}{f_0} \right).$$

Зависимость  $\left| \frac{Z_{рез}}{Z(j\omega)} \right| = \varphi \left( \frac{\Delta f}{f_0} \right)$  приведена на рис. 11.9.

Подставив значения  $Z_{рез}$  и  $Z(j\omega)$  в выражение АЧХ контура, получим:

$$\left| \frac{Z_{рез}}{Z(j\omega)} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left( Q \frac{2\Delta f}{f_0} \right)^2}}.$$

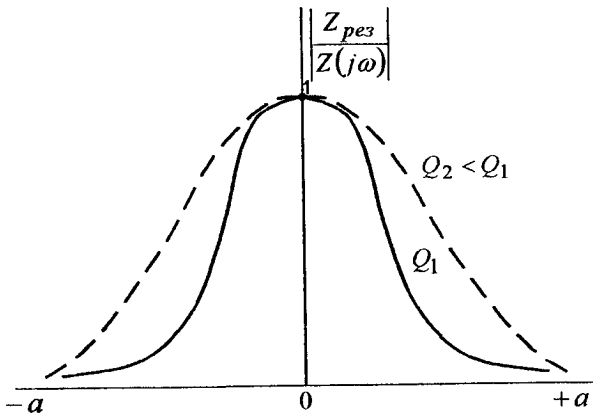


Рисунок 11.8 — Нормированная АЧХ для различных  $Q_k$

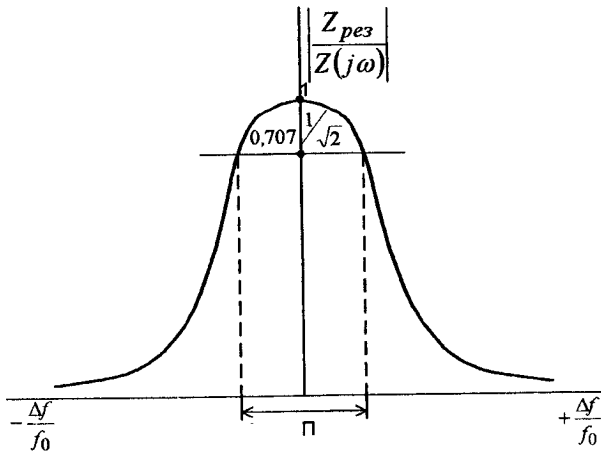


Рисунок 11.9 — Нормированная АЧХ для относительной расстройки  $\frac{\Delta f}{f_0}$

Под полосой пропускания контура понимают диапазон частот, который при прохождении через контур ослабляется не более чем в  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  раз. Следовательно, уровень  $\frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707$  отсекает на АЧХ точки, проекции которых и устанавливают полосу пропускания контура  $\Pi$  (см. рис. 11.9).

Установим связь между  $Q, f_0$  и  $\Pi$ :

$$\frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(Q \frac{\Pi}{f_0}\right)^2}}; \quad 2 = 1 + \left(Q \frac{\Pi}{f_0}\right)^2;$$

откуда следует, что  $Q \frac{\Pi}{f_0} = 1$ .

Следовательно,

$$\Pi = \frac{f_0}{Q} \text{ и } Q = \frac{f_0}{\Pi}.$$

Таким образом, при увеличении добротности контура уменьшается его полоса пропускания.

Схема параллельного колебательного контура представлена на рис.11.10, где  $R_2$  — сопротивление потерь в конденсаторе  $C$ , которое может быть представлено сопротивлением утечки конденсатора  $R'_2$ , которое включается параллельно конденсатору.

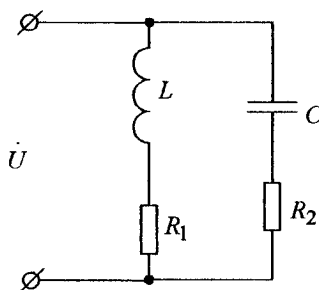


Рисунок 11.10 — Параллельный колебательный контур

В таком колебательном контуре наблюдается резонанс токов.  $Z_{рез}$  — большое, в отличие от  $Z_{рез}$  последовательного контура, которое очень мало ( $R_k$ ),  $Z_{рез}$  параллельного контура в  $Q$  раз больше реактивных сопротивлений ветвей. Следовательно, потребляемый ток контура малый, существенно меньше чем ток в реактивных ветвях. Ток в ветвях в  $Q$  раз больше, чем потребляемый контуром ток. Значит, этот контур является усилителем тока. Установим  $Z(j\omega)$  аналогично последовательному контуру:

$$Z(j\omega) = \frac{(R_1 + j\omega L) \left( R_2 + \frac{1}{j\omega C} \right)}{R_1 + j\omega L + R_2 + \frac{1}{j\omega C}};$$

После преобразований получим:

$$Z(j\omega) = \frac{L}{RC[1 + ja]}, \text{ если } a=0, \text{ то } Z(j\omega) = Z_{рез} = \frac{L}{RC}.$$

$$Z_{рез} = \frac{L}{RC} \cdot \frac{\omega_0}{\omega_0} = \frac{Q}{\omega_0 C} = Q\omega_0 L.$$

Взяв отношение в данном случае для нормирования, получим:

$$\frac{Z(j\omega)}{Z_{рез}} = \frac{1}{1 + ja}; \quad (11.4)$$

$$\left| \frac{Z(j\omega)}{Z_{рез}} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + ja^2}}. \quad (11.5)$$

Следовательно, выражения для последовательного и параллельного колебательного контуров (11.2 и 11.4; 11.3 и 11.5) совпадают. Значит, все приведенные выше сведения можно отнести и к параллельному колебательному контуру. Нормированная АЧХ для параллельного колебательного контура от параметра  $a$  представлена на рис. 11.11.

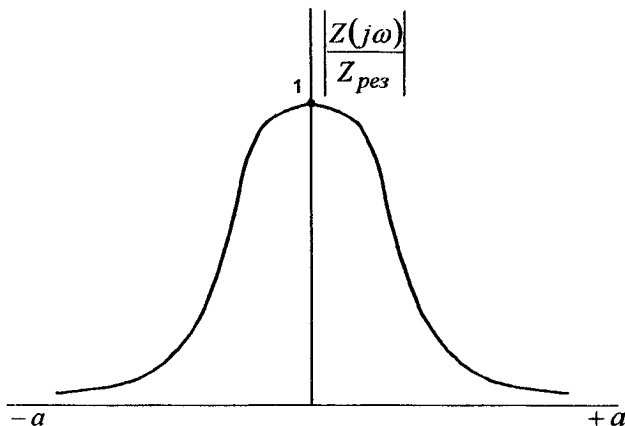


Рисунок 11.11 — Нормированная АЧХ параллельного контура

Ко входу параллельного колебательного контура подключается источник тока или источник ЭДС с высоким внутренним сопротивлением:

$$R_{\text{вн}} \gg Z_{\text{рез}}.$$

Это условие необходимо для того, чтобы источник не шунтировал и не уменьшал его эквивалентную добротность.

Рассмотрим влияние внешнего шунтирующего резистора, включенного параллельно колебательному контуру, и установим степень влияния внешнего резистора на эквивалентную добротность контура (см. рис. 11.12).

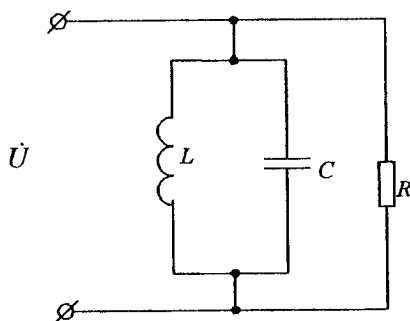


Рисунок 11.12 — Колебательный контур с внешней нагрузкой

Поскольку  $R$  и  $Z_{\text{рез}}$  контура включены параллельно, получим:

$$Z_{\text{экв}} = \frac{Z_{\text{резк}} \cdot R}{Z_{\text{резк}} + R} = \frac{Q\omega_0 L \cdot R}{Q\omega_0 L + R};$$

также,

$$Z_{\text{экв}} = Q_{\text{экв}} \omega_0 L;$$

откуда

$$Q_{\text{экв}} = \frac{Z_{\text{экв}}}{\omega_0 L} = \frac{QR}{Q\omega_0 L + R}.$$

Следовательно,  $Q_{\text{экв}} < Q$  и чем меньше  $R$ , тем меньше  $Q_{\text{экв}}$ .

**Пример:**

Пусть  $\omega_0 L = 10 \text{ кОм}$ ,  $R_{\text{внеш}} = 1 \text{ МОм}$ ,  $Q_{\text{конт}} = 100$ .

$$Z_{\text{резк}} = Q\omega_0 L = 10 \text{ кОм} \cdot 100 = 1 \text{ МОм}.$$

$$Q_{\text{экв}} = \frac{Q_{\text{конт}} R}{Q_{\text{конт}} \omega_0 L + R} = \frac{1 \text{ МОм}}{1 \text{ МОм} + 1 \text{ МОм}} = 50.$$

Значит, добротность контура уменьшалась в 2 раза. Поэтому шунтирующий резистор должен быть на порядок больше  $Z_{резк}$ .

## 11.2 Избирательные усилители LC типа

Принципиальная схема простого избирательного LC усилителя приведена на рис. 11.13 [24]. При создании схем избирательных LC усилителей должны быть решены следующие вопросы:

1. Как оптимально подключить контур к активному источнику сигнала?
2. Как подключить потребителя —  $R_H$  к выходу усилителя, чтобы существенно не ухудшить его избирательных свойств?

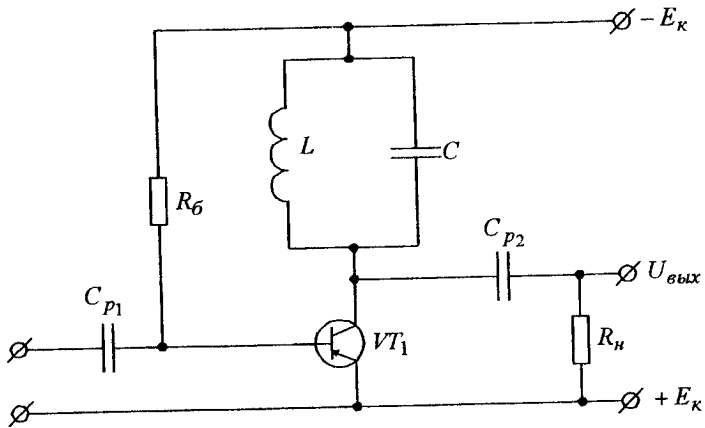


Рисунок 11.13 — Схема избирательного усилителя

Для того чтобы АЧХ усилителя соответствовала (была близка) к АЧХ контура, его включают вместо нагрузочного резистора усилителя  $R_K$ . Это параллельный колебательный контур, имеющий с большое резонансное сопротивление, что и обеспечивает максимальный коэффициент усиления на резонансной частоте. Сопротивление контура уменьшается при расстройке контура и обеспечивает понижение коэффициента усиления усилителя по напряжению.

Нагрузочная линия по постоянному току определяется активным сопротивлением катушки  $r_L$  и проходит практически вертикально (см. рис.11.14). Определив  $h$ -параметры в окрестности рабочей точки «О» можно перейти к расчету избирательного усилителя по переменному току.



Используя линейную модель транзистора в системе  $h$ -параметров, составим линейную модель избирательного LC усилителя. Модель приведена на рис. 11.15.

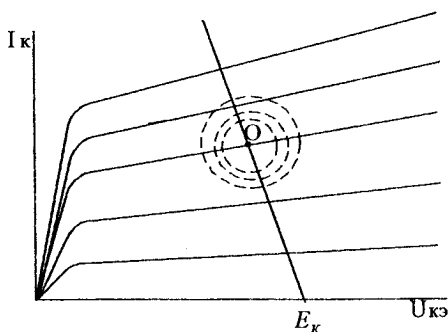


Рисунок 11.14 — ВАХ транзистора и нагрузочная линия по постоянному току LC усилителя

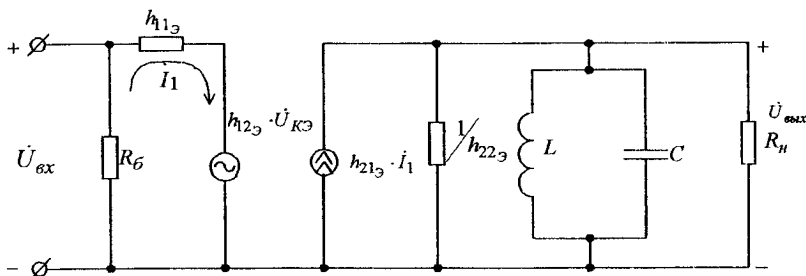


Рисунок 11.15 — Линейная электрическая модель избирательного LC усилителя

Поскольку выходное сопротивление маломощных транзисторов  $\frac{1}{h_{22э}}$  порядка сотен кОм, и сопротивление нагрузки можно обеспечить такого же порядка, то АЧХ избирательного усилителя хуже, чем АЧХ колебательного контура, так как резонансное сопротивление контура соизмеримо с выходным сопротивлением транзистора и сопротивлением нагрузки. Определим АЧХ усилителя с учетом шунтирования контура указанными сопротивлениями, при допущении  $h_{12э} \approx 0$ .

Тогда

$$I_1 = \frac{U_{вх}}{h_{11э}}$$

В соответствии с первым законом Кирхгофа получим:

$$-\frac{h_{21_3} \cdot \dot{U}_{ax}}{h_{11_3}} = \dot{U}_{вых} \left[ h_{22_3} + \frac{1}{Z_k} + \frac{1}{R_n} \right];$$

$$\dot{K}_u = \frac{\dot{U}_{вых}}{\dot{U}_{ax}} = -\frac{\frac{h_{21_3}}{h_{11_3}}}{h_{22_3} + \frac{1}{Z_k} + \frac{1}{R_n}}.$$

Из анализа последнего выражения следует, что  $K_{U_{рез}} \gg 1$   $\left( K_U \approx -\frac{h_{21_3} Z_k}{h_{11_3}} \right)$ , т.к.

сопротивление контура зависит от частоты  $Z_k(j\omega)$  то и коэффициент усиления так же зависит от частоты  $\dot{K}_u(j\omega)$ .

Внешние резисторы  $\frac{1}{h_{22_3}}$  и  $R_n$  уменьшают  $Z_{рез}$ , расширяют полосу пропускания, уменьшая эквивалентную добротность контура и коэффициент усиления усилителя. Для улучшения частотных характеристик избирательного усилителя, т.е. повышения крутизны скатов и приближения АЧХ усилителя к характеристике колебательного контура необходимо:

- обеспечить более высокое  $R_n$ ;
- увеличить, по возможности, выходное сопротивление каскада;
- применить колебательный контур с более высоким качеством  $Q \approx (200 \div 300)$ .

Один из вариантов такого усилителя на биполярных транзисторах приведен на рис. 11.16.

Обратная связь по току ( $R_3$ ) транзистора  $VT_1$  увеличивает выходное сопротивление первого каскада, обеспечивая меньшее шунтирование контура. Нагрузка подключается через эмиттерный повторитель, входное сопротивление которого порядка сотен кОм, при этом контур больше сохраняет свои качественные характеристики.

Можно также применить полевые транзисторы для получения более качественных характеристик избирательного LC усилителя. Принципиальная схема усилителя на полевых транзисторах приведена на рис. 11.17.

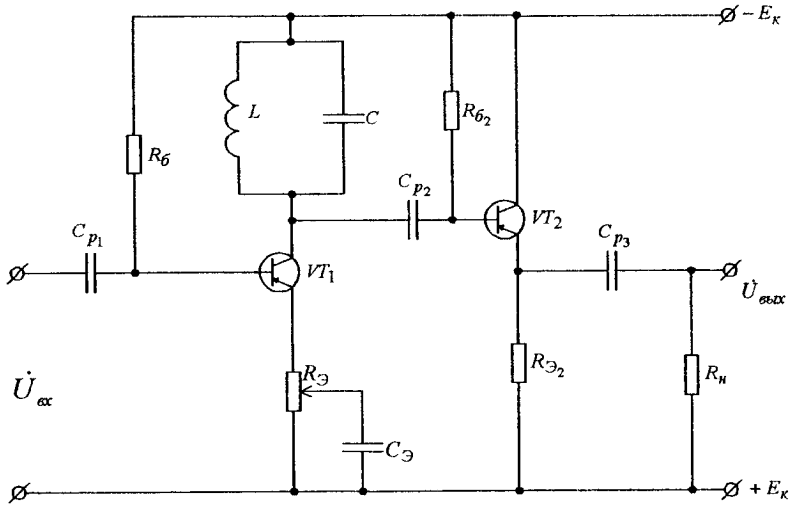


Рисунок 11.16 — Схема избирательного усилителя на БИТТ

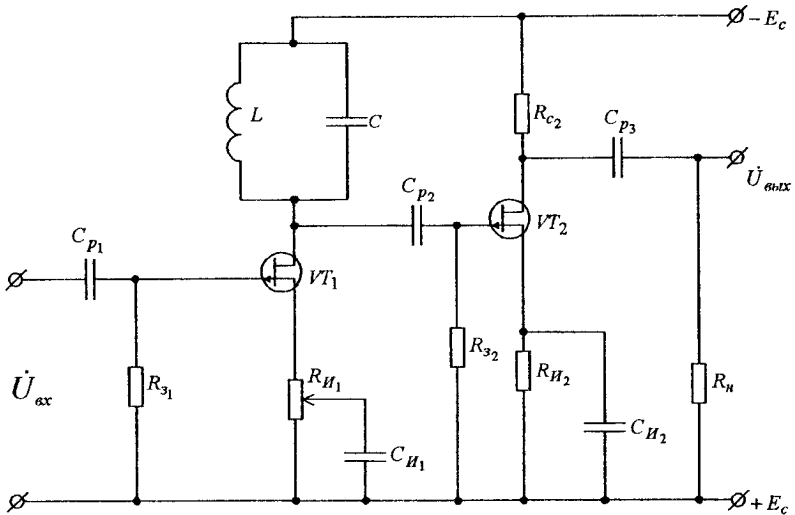


Рисунок 11.17 — Схема избирательного усилителя на полевых транзисторах

Входное сопротивление второго каскада может быть получено порядка 1–10 МОм, что на 1–2 порядка больше, чем в схеме на биполярных транзисторах. Выходное сопротивление полевых транзисторов (в данном случае  $VT_1$ )  $R_i$

порядка сотен кОм, что также больше величины  $\frac{1}{h_{22_3}}$ . При типичных значениях сопротивления контура  $Z_{рез} = 100 \text{ кОм} \div 200 \text{ кОм}$ , эффект шунтирования не столь существенен и эквивалентная добротность контура уменьшается незначительно (20÷30%) по отношению к добротности контура, типичные значения которой порядка 100. Зная  $Z_{рез}$ , и  $Q$ , рассчитаем  $\omega_0 L = \frac{Z_{рез}}{Q} \approx 1 - 2 \text{ кОм}$ . По заданному значению  $\omega_0$  рассчитывают  $L$ , а затем из формулы Томпсона  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$  рассчитывают  $C$ .

В рассмотренных схемах при высокой добротности контура получаем хорошую крутизну ската, но относительно малую полосу пропускания, по отношению к требуемой (см. рис. 11.18).

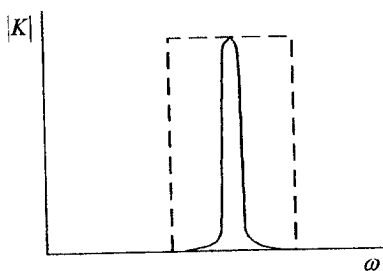


Рисунок 11.18 — Требуемая (пунктир) и полученная АЧХ усилителя

Для увеличения крутизны скатов используют многокаскадные усилители, настроенные на одну частоту (см. рис. 11.19).

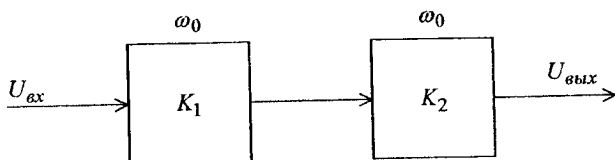


Рисунок 11.19 — Многокаскадный усилитель

В этом случае перемножаются АЧХ усилителей (см. рис. 11.20).

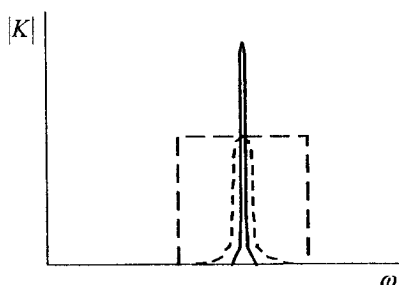


Рисунок 11.20 — АЧХ усилителя (сплошная линия), каскада и идеальная

Данное схемное решение увеличивает крутизну скалов, т.е. обеспечивается высокая прямоугольность характеристики, однако остается проблема расширения полосы пропускания. Для ее разрешения включим два каскада расстроенных друг относительно друга частотами [3] (см. рис. 11.21).

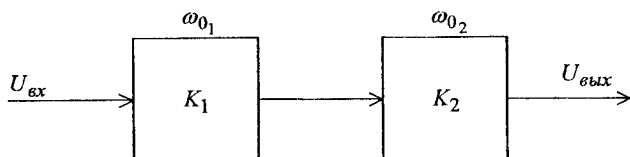


Рисунок 11.21 — Многокаскадный усилитель с расстроенными по частоте каскадами

АЧХ такого усилителя имеет вид, приведенный на рис. 11.22. Расстройку частот  $\omega_2 - \omega_1$  выбирают таким образом, чтобы провал в характеристике не превышал допустимого значения  $0,707 \cdot K_{max}$ .

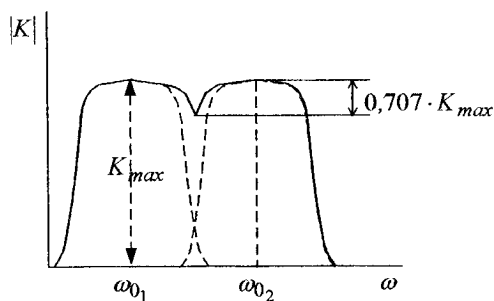


Рисунок 11.22 — АЧХ усилителя с расстройкой

Для расширения полосы пропускания и получения высокой прямоуглольности АЧХ можно применить большее число каскадов с меньшей расстройкой частоты и большей добротностью. На таком принципе созданы фильтры сосредоточенной селекции (ФСС), работающие в тракте промежуточной частоты радиоприемников.

Для получения требуемой высокой степени прямоуглольности АЧХ также используют двухконтурные усилители. Принципиальная схема такого усилителя приведена на рис. 11.23.

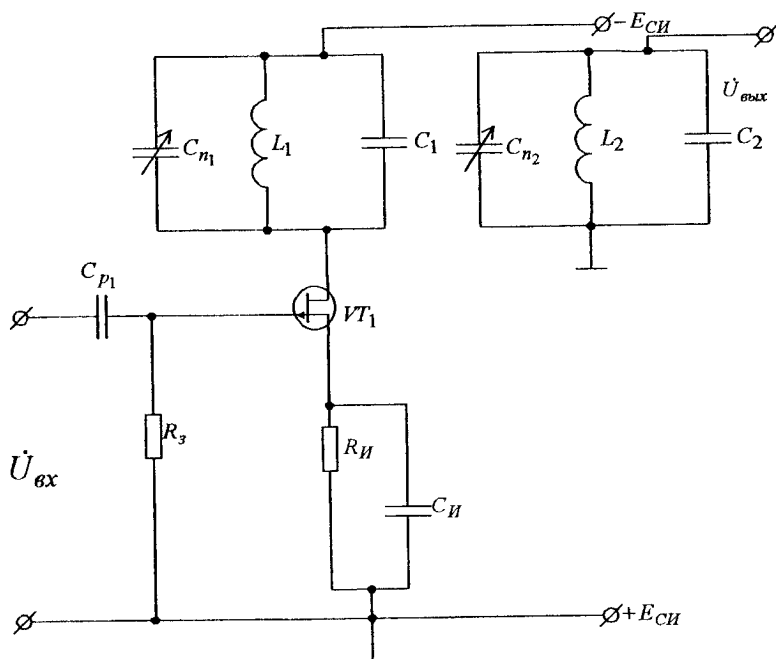


Рисунок 11.23 — Двухконтурный избирательный усилитель

Между катушками  $L_1$  и  $L_2$  существует магнитная связь, которая определяется коэффициентом связи  $K_{св}$ . Его величина зависит от расстояния между катушками. Частотные характеристики усилителя зависят от величины  $K_{св}$ . При  $K_{св} = K_{крит}$  происходит расширение полосы пропускания. При  $K_{св} > K_{крит}$  появляется провал в АЧХ. Возможно применение  $K_{св} > K_{крит}$ , но провал не должен превышать величину  $0,707 \cdot K_{max}$  (см. рис.11.24).

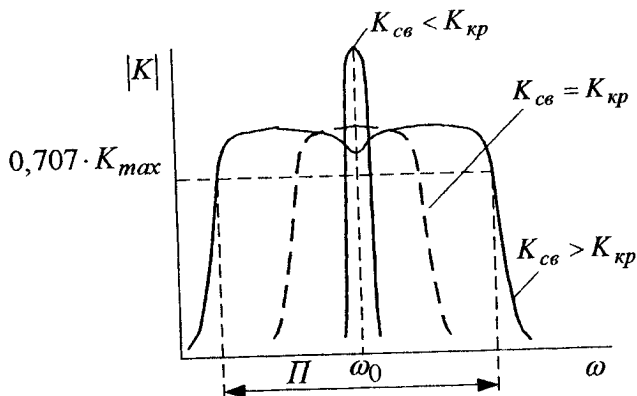


Рисунок 11.24 — АЧХ двухконтурного усилителя

### 11.3 Общее положение теории избирательных RC систем

Избирательные усилители LC типа целесообразно проектировать на резонансные частоты от 100кГц и выше, при этом параметры контура LC типа конструктивны: значения индуктивностей лежат в пределах от десятков микрогенри до единиц миллигенри, при этих значениях индуктивностей значения емкостей небольшие  $C = 10 \div 1000$  пФ. Для таких емкостей нужно использовать керамические и слюдяные конденсаторы, обладающим большим сопротивлением утечки ( $R_{утечки} = 10 \div 100$  МОм). В таком контуре могут быть получены высокие значения добротностей (порядка 100–150).

На частотах ниже 100кГц целесообразно применение RC избирательных систем. RC усилители строятся на базе широкополосного усилителя и частотозависимого RC звена обратной связи. Одним из вариантов звена обратной связи является T-образный мост. Структурная схема избирательного RC усилителя представлена на рис. 11.25.

Полоса пропускания широкополосного усилителя должна быть на порядок выше квазирезонансной частоты усилителя.

Требования к четырехполоснику звена обратной связи:

1.  $|\beta| = 0$  — на частоте квазирезонанса ( $\omega = \omega_0$ ),  $\varphi_\beta$  — любой;

2. На всех остальных частотах ( $\omega \neq \omega_0$ )  $|\dot{\beta}|=1$ ,  $\varphi_\beta=0$  при фазовом сдвиге усилителя  $\varphi_K=180^\circ$ , что обеспечивает отрицательную обратную связь в системе.

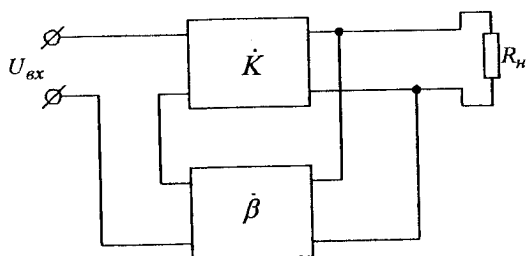


Рисунок 11.25 — Структурная схема избирательного RC усилителя

На рис. 11.26 приведены АЧХ широкополосного усилителя  $|\dot{K}| = \psi(f)$  и АЧХ избирательного усилителя, полученная в соответствии с характеристикой звена обратной связи и формулой коэффициента усиления усилителя с обратной связью  $K_\beta$ :

$$\dot{K}_\beta = \frac{\dot{K}}{1 + \dot{K} \cdot \dot{\beta}}$$

Если: 1.  $f = f_0$ ;  $\dot{\beta} = 0$ ;  $\dot{K}_\beta = \dot{K}$ . 2.  $f \neq f_0$ ;  $\dot{\beta} = 1$ ;  $\dot{K}_\beta = \frac{|\dot{K}|}{1 + |\dot{K}|} \approx 1$ .

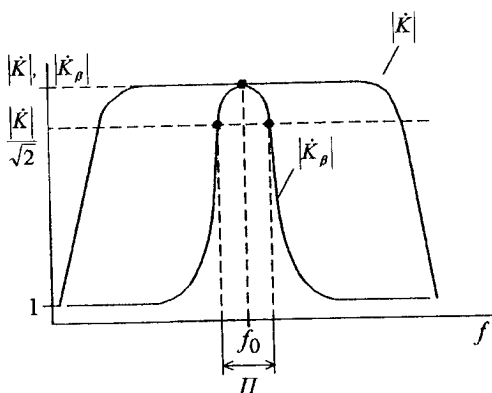


Рисунок 11.26 — АЧХ широкополосного  $\dot{K}$  и  $\dot{K}_\beta$  избирательного усилителей



Поскольку  $\beta$  и изменяется от 0 до 1 при расстройке от частоты квазирезонанса влево и вправо плавно, то получается типичная колоколообразная характеристика, подобная характеристике колебательного контура (см. рис.11.26). На ней можно выделить полосу пропускания  $\Pi$  на уровне спада характеристики  $0,707|K|$ .

#### 11.4 Двойной Т-образный мост, основные характеристики и параметры

Принципиальная схема двойного Т-образного моста приведена на рис. 11.27.

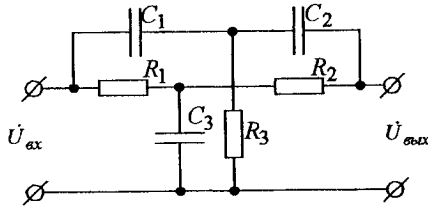


Рисунок 11.27 — Схема двойного Т-образного моста

Обычно мост симметричен, при этом:

$$R_1 = R_2 = R; \quad C_1 = C_2 = C;$$

$$R_3 = R \cdot n; \quad C_3 = \frac{C}{n};$$

где  $n$  — параметры моста ( $n = const$  для конкретного моста).

Мост можно представить в виде (см. рис.11.28).

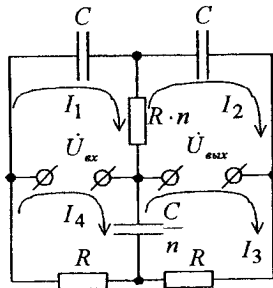


Рисунок 11.28 — Эквивалентная схема Т-образного моста

Описав данную схему уравнениями, можно определить коэффициент передачи моста:

$$\frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{\dot{U}_{\text{вх}}} = \dot{\beta}(R, C, n);$$

$\dot{\beta}$  — величина комплексная и представляется суммой действительной и мнимой частей.

$$\dot{\beta} = \text{Re}(\dot{\beta}) + \text{Im}(\dot{\beta})$$

На частоте квазирезонанса  $\omega = \omega_0$ ;  $\dot{\beta} = 0$ .

Приравняв мнимую часть к нулю  $\text{Im}(\dot{\beta}) = 0$ , определяют частоту квазирезонанса:

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}.$$

Находят связь между  $\beta_0$  и параметрами моста  $n$ , приравняв действительную часть к нулю  $\text{Re}(\dot{\beta}(\omega_0)) = 0$ :

$$\beta_0 = \frac{2n^2 - n}{1 + n + 2n^2} = 0.$$

Определим, при каких значениях параметра моста ( $n$ ) получим  $\beta_0 = 0$ .

Уравнение имеет два корня:

1.  $n_1 = 0$ ; этот корень не подходит, т.к. физически реализовать  $n=0$  невозможно ( $C_3 = \infty$ ).
2.  $n_2 = 0,5$ ; при этом корне  $R_3 = 0,5R$   $C_3 = 2C$ .

Характеристики двойного Т-образного моста имеют три различных вида при  $n=0,5$ ;  $n<0,5$ ;  $n>0,5$ .

Рассмотрим мост при значении параметра моста  $n = 0,5$ .

Сделаем допущение  $R_n \rightarrow \infty$  ( $R_n \gg R_{\text{вых моста}}$ ), мост по выходу работает в режиме холостого хода. Такой режим работы моста реально обеспечивают соответствующим согласованием  $R_{\text{вых моста}}$  и  $R_n$ . При необходимости применяют эмиттерный повторитель для согласования, или каскад на полевом транзисторе. АФЧХ моста при  $n = 0,5$  приведена на рис. 11.29.

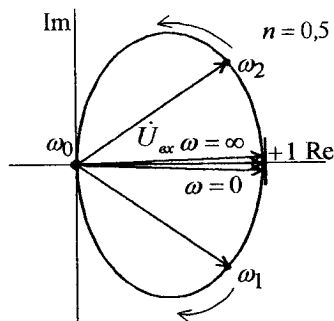


Рисунок 11.29 — АФЧХ двойного Т-образного моста при  $n = 0,5$

При значениях  $\omega \approx 0$   $U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} = +1$ , то есть  $\beta = 1$ . При  $\omega = \omega_0$ ,  $U_{\text{вых}} = 0$ , то есть  $\beta = 0$ . При  $\omega \rightarrow \infty$ ,  $U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} = +1$  (то есть  $\beta = 0$ ). При приближении к частоте квазирезонанса снизу модуль стремится к нулю, а фазовый сдвиг  $\varphi = -90^\circ$ . При приближении к частоте квазирезонанса сверху модуль также стремится к нулю, а фазовый сдвиг  $\varphi = +90^\circ$  (см. рис. 11.30).

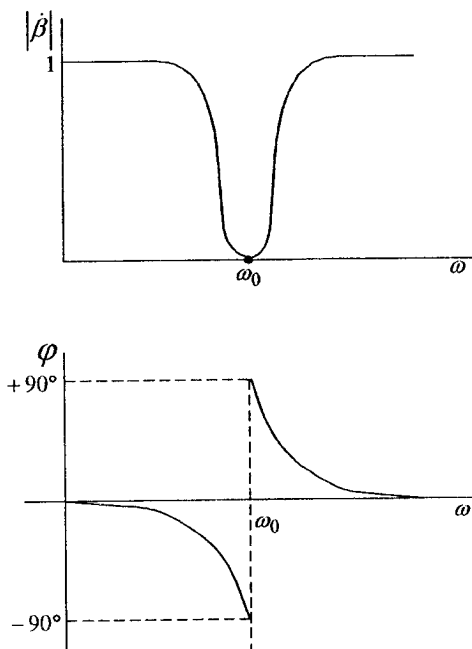


Рисунок 11.30 — АЧХ и ФЧХ Т-образного моста при  $n = 0,5$

Следовательно, двойной Т-образный мост при  $n = 0,5$  удовлетворяет требованиям, предъявляемым к четырехполюснику обратной связи, для получения избирательного усилителя [ $\beta(\omega_0) = 0$ ; вне полосы пропускания  $\beta(\omega) \cong 1$ ;  $\varphi(\omega_0)$  может быть любым, так как  $\beta(\omega_0) = 0$ ; вне полосы пропускания  $\varphi(\omega) \cong 0$ , чем обеспечивается ООС при  $\varphi_{\gamma} = 180^\circ$ ].

АФЧХ двойного Т-образного моста при  $n > 0,5$  имеет аналогичный вид, однако точка, соответствующая частоте  $\omega_0$  расположена не в нуле, а смещена вправо на величину, пропорциональную  $(n-0,5)$ . Вид АФЧХ представлен на рис. 11.31. АЧХ и ФЧХ, соответствующие этому случаю ( $n > 0,5$ ), приведены на рис. 11.32. На частоте квазирезонанса  $\varphi(\omega_0) = 0$ , что при  $\varphi_{\gamma} = 180^\circ$  обеспечивает ООС вне полосы пропускания  $\varphi(\omega) \cong 0$ , следовательно, имеет место при также ООС при  $|\beta(\omega)| \cong 1$ . На частоте квазирезонанса  $\beta(\omega_0) \neq 0$ , однако при небольших отклонениях  $n$  от 0,5 оно близко к нулю, что несколько уменьшает коэффициент усиления избирательного усилителя на частоте квазирезонанса. Так  $K_{\beta}$  при  $n = 0,5$  равняется  $K$  (коэффициент усиления усилителя без обратной связи), а при  $n > 0,5$   $K_{\beta} < K$

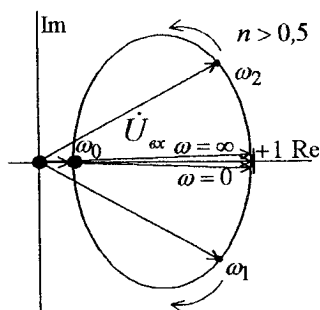


Рисунок 11.31 — АФЧХ моста при  $n > 0,5$

Следовательно, мост при  $n > 0,5$  также приемлем для получения избирательного усилителя по указанной выше структуре, однако он будет иметь несколько худшие избирательные свойства — меньшую эквивалентную добротность и, следовательно, большую полосу пропускания.

АФЧХ двойного Т-образного моста при  $n < 0,5$  имеет также вид, аналогичный случаю  $n = 0,5$ , однако точка, соответствующая частоте  $\omega_0$  смещена влево (см. рис. 11.33).

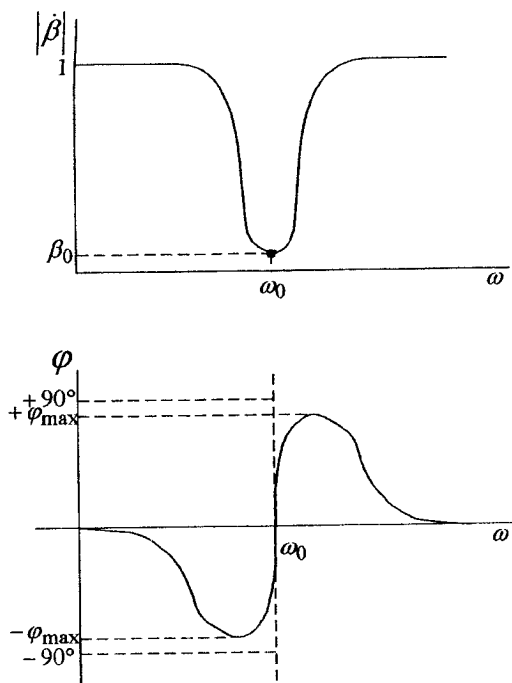


Рисунок 11.32 — АЧХ и ФЧХ Т-образного моста при  $n > 0,5$

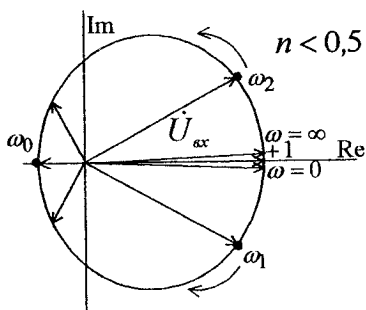


Рисунок 11.33 — АФЧХ моста при  $n < 0,5$

АЧХ и ФЧХ, соответствующие этому случаю ( $n < 0,5$ ), приведены на рис. 11.34. Как следует из 11.34, фазовый сдвиг моста в области частот квазирезонанса ( $\omega_0$ ) около  $180^\circ$ , что в соответствии с  $\varphi_y = 180^\circ$  приводит к положительной обратной

связи ( $\varphi_{\Sigma}=0$  при  $\omega=\omega_0$ ). Следовательно, двойной Т-образный мост при  $n < 0,5$  неприемлем для построения избирательных усилителей.

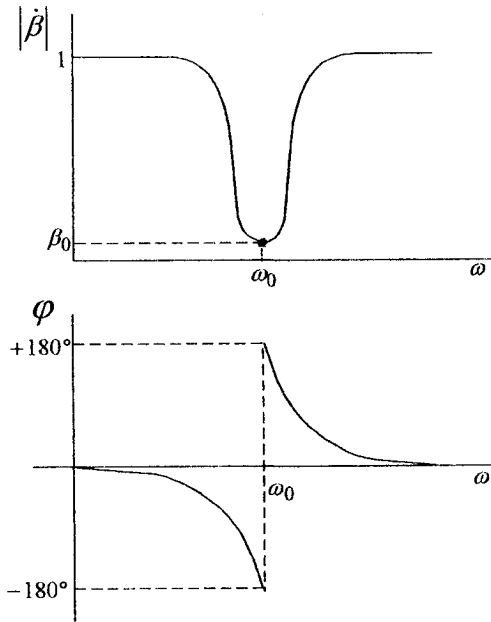


Рисунок 11.34 — АЧХ и ФЧХ Т-образного моста при  $n < 0,5$

Параметр моста  $n < 0,5$  используется для построения RC генераторов. Для генераторных цепочек коэффициент передачи  $\beta_0$  на частоте квазирезонанса  $\omega_0$  должен быть максимальным, так как это потребует меньшего коэффициента усиления усилителя для возбуждения ( $|K\beta| \geq 1$  — условие баланса амплитуд генераторов). Эти вопросы будут рассмотрены в разделе 13.

Для нахождения параметра  $n$  соответствующего  $\beta_{\max}$  возьмем производную и приравняем ее к нулю  $\left(\frac{d\beta}{dn} = 0\right)$ . Значение  $\beta = \beta(n)$  имеет вид:

$$\beta = \frac{2n^2 - n}{1 + n + 2n^2}.$$

Тогда

$$\frac{d\beta}{dn} = \frac{(4n-1)(1+n+2n^2) - (1+4n)(2n^2-n)}{(1+n+2n^2)^2} = 0.$$

Решая данное уравнение, получим один корень  $n = 0,207$ , согласующийся с условием  $n < 0,5$ . Зависимость коэффициента передачи моста  $\beta(n)$  имеет вид, приведенный на рис. 11.35. Подставляя  $n$  в формулу  $\beta$ , получим  $\beta_0 = -\frac{1}{11}$ . Знак  $\beta_0$  указывает на фазовое соотношение моста  $\varphi(\omega \approx \omega_0) = 180^\circ$ ; а модуль  $\frac{1}{11}$  (максимальный) требует минимального коэффициента усиления усилителя  $K \geq 11$  для возбуждения. Такой мост (при  $n = 0,207$ ) будет использован в разделе 13 для построения RC-генераторов.

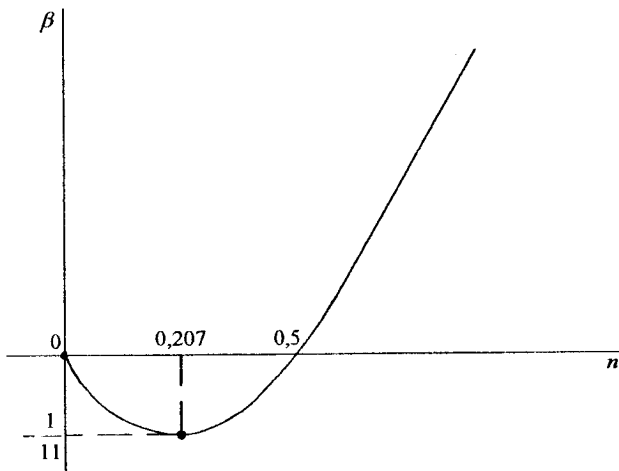


Рисунок 11.35 — Зависимость  $\beta = f(n)$

### 11.5 Принципиальные схемы избирательных RC усилителей

Принципиальная схема RC генератора на полевом транзисторе с двойным T-образным мостом приведена на рис. 11.36. Проблема согласования моста с выходным и входным сопротивлениями усилителя решается относительно просто, так как  $R_{вых\ нидс}$  порядка десятков кОм, а  $R_{вх\ нидс}$  порядка единиц МОм, что требует  $R_{моста}$  порядка сотен кОм. Мост симметричен и его входное и выходное сопротивления порядка  $0,7R$ . В результате чего можно определить значение резистора  $R$ . По-

сколькx  $\omega_0 = \frac{1}{RC}$ , то для заданной частоты  $\omega_0$  можно рассчитать требуемое значение емкости  $C$ . Выбор параметров RC усилителя рассмотрен в разделе 2.4.

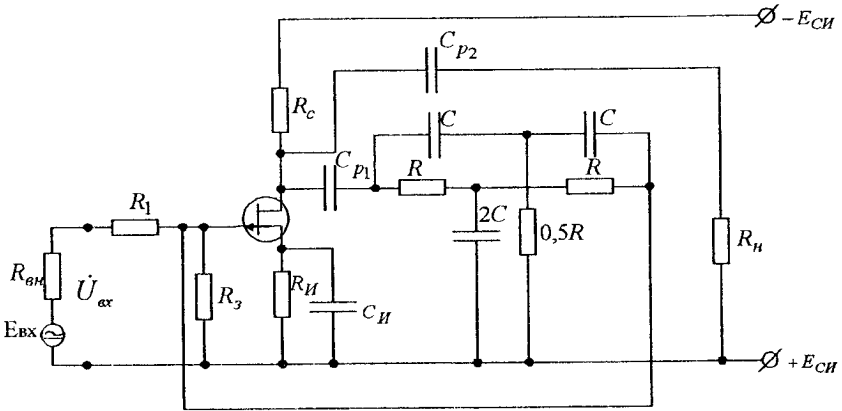


Рисунок 11.36 — Принципиальная схема избирательного RC усилителя на полевом транзисторе

$R_1$  принимают на порядок больше выходного сопротивления моста ( $R_1 \approx 0,5 \div 1 \text{ МОм}$ ), чтобы не зашунтировать мост внутренним сопротивлением источника входного сигнала  $R_{вн}$ , которое относительно мало. Увеличивать  $R_1$  больше указанных значений нецелесообразно, так как это приводит к уменьшению коэффициента усиления усилителя. Аналогичное подключение моста к усилителю на биполярных транзисторах невозможно, так как схема с ОЭ имеет примерно одинаковые значения входного и выходного сопротивлений.

Поэтому при построении избирательных усилителей на биполярных транзисторах для обеспечения согласования усилителя с мостом необходимо обеспечить отношение входного и выходного сопротивлений усилителя примерно  $50 \div 100$ , что возможно только с применением дополнительного каскада с общим коллектором (эмиттерный повторитель). Входное сопротивление эмиттерного повторителя порядка сотен кОм, поэтому, обеспечив выходное сопротивление усилителя (ОЭ) порядка единиц кОм  $R_{\kappa} \approx 1 \text{ кОм}$ , можно включить мост между ними с внутренним сопротивлением порядка десятков кОм.

Схема такого усилителя представляет собой широкополосный усилитель (ОЭ), Т-образный мост и эмиттерный повторитель (ОК) (см. рис. 11.37).



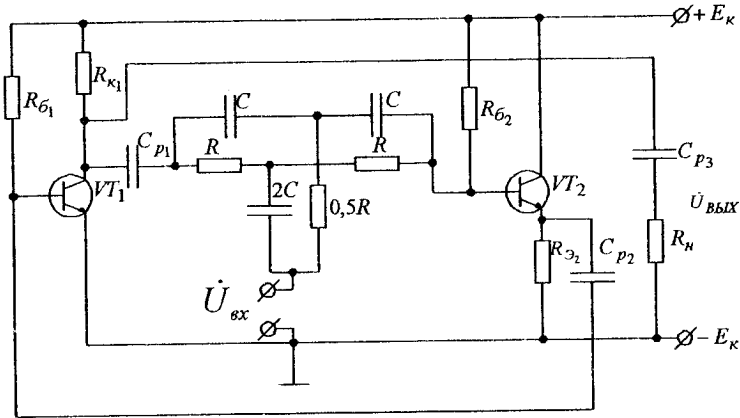


Рисунок 11.37 — Принципиальная схема избирательного RC усилителя на биполярных транзисторах

Включение источника сигнала  $\dot{U}_{сх}$  последовательно с выходным напряжением моста, так называемая схема с включением сигнала в ножку моста, обеспечивает ООС со сложением напряжений. При этом должно выполняться неравенство:

$$R_{вн\text{ сигнала}} \ll R_{сх\text{ моста}}$$

Расчет каскадов ОЭ ( $VT_1$ ) и ОК ( $VT_2$ ) традиционны. Выходом усилителя является выход транзистора  $VT_1$ .

В ряде случаев целесообразно развязать источник входного сигнала и четырехполосник ОС (мост). Один из вариантов такой развязки приведен на рис. 11.38. Каскад на транзисторе  $VT_1$  — истоковый повторитель, является классическим буферным каскадом и его желательно иметь на входе любого усилителя, он также выполняет функцию развязки с мостом. На резисторе  $R_n$  практически выделяется  $U_{сх}$ , повторяя входной сигнал по амплитуде и фазе. Это напряжение является входным для каскада на  $VT_2$ , который по входному сигналу включен по схеме с общим затвором. Затвор по переменному току необходимо подключить к общей шине, что обеспечивается низким выходным сопротивлением  $VT_3$ . По постоянному току на затворы  $VT_1$  и  $VT_2$  подано напряжение смещения — резистор  $R_u$ .

$VT_2$ , включенный по схеме с общим затвором обеспечивает коэффициент усиления по напряжению  $K_u > 1$  (десятки). Вход моста включается параллельно выходу усилителя (транзистор  $VT_2$ ), а выход моста включают на вход  $VT_2$ , через истоковый повторитель ( $VT_3$ ) для обеспечения электрической развязки, причем для сигнала обратной связи  $VT_2$  включен по схеме с общим истоком, т.е. имеет место ООС со сложением напряжений.

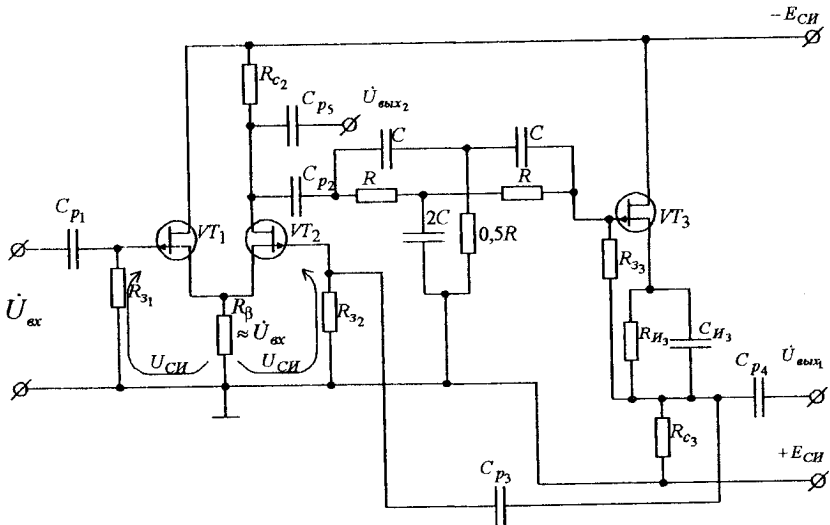


Рисунок 11.38 — Избирательный усилитель с развязкой источника входного сигнала и моста

Для того, чтобы меньше нагружать мост, целесообразно ставить истоковый повторитель на  $VT_3$ , у которого входное сопротивление

$$R_{\text{вх}VT_3} = \frac{R_{33}}{1-K} \approx \frac{1 \text{ МОм}}{1-0,99} = 100 \text{ МОм}.$$

Без повторителя он был бы зашунтирован сопротивлением  $R_{32}$ , величина которого может быть порядка 1 МОм, что часто устраивает разработчиков, и каскад на  $VT_3$  можно не ставить. Выходное напряжения избирательного усилителя снимается со стока  $VT_2$  ( $\dot{U}_{\text{вых}2}$ ), по которому обеспечиваются избирательные свойства. АЧХ такого усилителя приведена на рис.11.39.

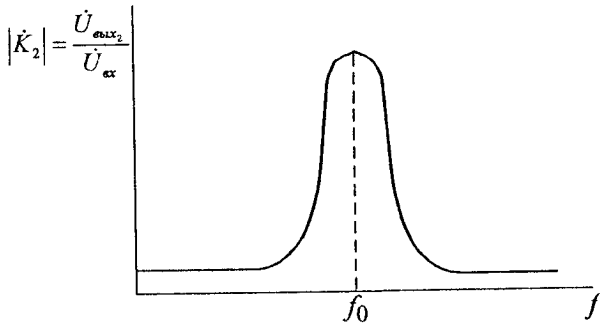


Рисунок 11.39 — АЧХ избирательного усилителя

По выходу 1 — это выход истокового повторителя  $VT_3$  (или выход моста) имеют место режекторные свойства, т.е. подавление сигнала на резонансной частоте. АЧХ по выходу 1 имеет вид, приведенный на рис. 11.40.

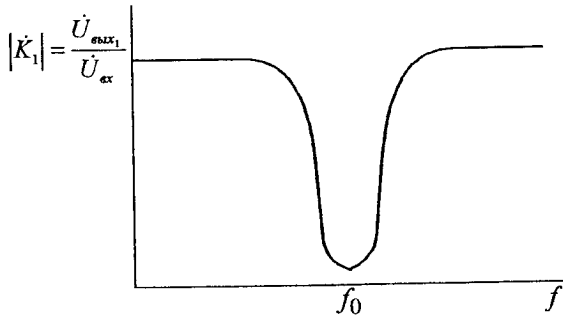


Рисунок 11.40 — АЧХ усилителя по режекторному выходу

Аналогично строятся избирательные усилители с двойным Т-образным мостом на базе операционных УИТ. Обеспечив обратную связь по неинвертирующему входу, получим схему с электронной развязкой источника входного сигнала и моста. Принципиальная схема такого избирательного усилителя приведена на рис. 11.41.

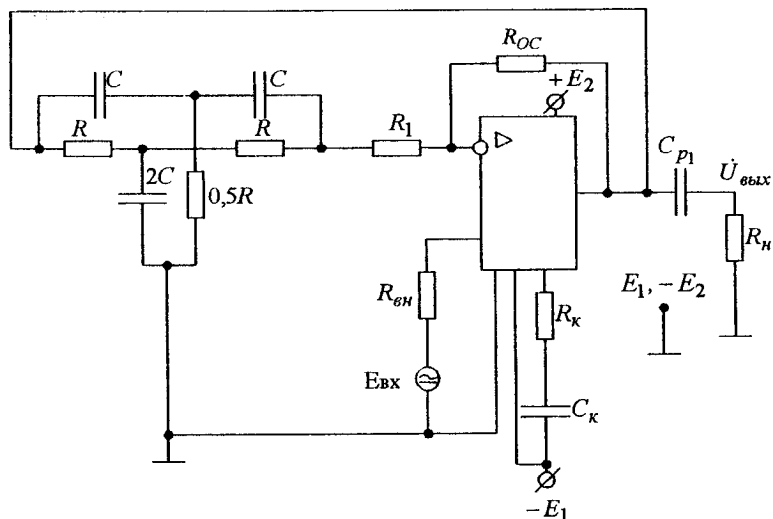


Рисунок 11.41 — Принципиальная схема избирательного усилителя на базе ОУИТ

### Вопросы к разделу 11

1. Определите резонансные сопротивления последовательного и параллельного колебательных контуров и объясните, какой контур можно рассматривать как усилитель напряжения, а какой — как усилитель тока, почему?
2. Нарисуйте электрическую модель избирательного усилителя LC-типа, при заданной добротности контура  $Q$  определите эквивалентную добротность усилителя  $Q_{\Sigma}$  и его полосу пропускания.
3. Сформулируйте требования к частотным характеристикам четырехполосника обратной связи избирательных RC-систем. Нарисуйте АЧХ RC-избирательного усилителя совместно с АЧХ широкополосного усилителя и АЧХ четырехполосника обратной связи.
4. Приведите частотные характеристики двойного T-образного моста при  $n=0,5$ ;  $n>0,5$ ;  $n<0,5$  и объясните возможные варианты его применения для избирательных усилителей.
5. Нарисуйте принципиальные схемы избирательных RC усилителей с электронной развязкой, объясните их преимущества.
6. Как настроить режекторный усилитель и каковы области его применения?

## 12.1 Методы анализа условий возбуждения генераторов

**Генератор** — устройство, преобразующее энергию источника постоянного напряжения (источника питания) в гармонические незатухающие колебания требуемой формы, амплитуды и частоты.

По форме колебания бывают:

- синусоидальные;
- импульсные — прямоугольной, треугольные, трапециидальные и др.

Различают три типа генераторов:

- генераторы на базе элементов с отрицательным сопротивлением (генераторы на базе туннельных диодов);
- генераторы на базе узкополосных усилителей LC-типа и частотно-независимого звена обратной связи;
- генераторы на базе широкополосных RC усилителей и частотно зависимого звена обратной связи.

На высоких частотах (более 100кГц) применяют генераторы LC-типа, т.к. параметры контура конструктивны. На более низких частотах (менее 100кГц) применяют генераторы RC-типа, где вместо контура применяют RC-цепочки.

Для анализа условий возбуждения генератора может быть использован классический метод. Конкретный генератор описывается системой дифференциальных уравнений, решение системы определяет условия баланса фаз и амплитуд.

Используют также метод Раунса-Гурвица. Генератор описывается системой дифференциальных уравнений, для которой составляется определитель, решая который устанавливаются условия балансов фаз и амплитуд.

Применяют методы операторного сопротивления и операторной проводимости. Относительно определенных точек модели генератора находят операторное сопротивление  $Z(P)$  или проводимость  $G(P)$  и приравнивают их к нулю.  $Z(P) = 0$  или  $G(P) = 0$ . Из получаемых характеристических уравнений и определяют корни, устанавливают условия балансов фаз и амплитуд.

Широко применяется в электронике метод Найквиста-Михайлова, суть которого в том, что по виду АФЧХ разомкнутой системы можно судить об устойчивости замкнутой. Если АФЧХ разомкнутой системы охватывает точку с координатами  $(+1; j0)$  при  $U_{\alpha} = +1$ , то замкнутая система неустойчива.

Коэффициент усиления усилителя с положительной обратной связью:

$$\dot{K}_\beta = \frac{\dot{K}}{1 - \dot{\beta} \cdot \dot{K}}$$

Если

$$1 - \dot{\beta} \cdot \dot{K} = 0, \text{ то } \dot{K}_\beta \rightarrow \infty.$$

Следовательно:

$$1 - \dot{\beta} \cdot \dot{K} = 0 \text{ — условие возбуждения генераторов.}$$

Или

$$\dot{K} \cdot \dot{\beta} \geq 1,$$

где  $\dot{K} = |\dot{K}|e^{j\varphi}$ ,  $\dot{\beta} = |\dot{\beta}|e^{j\psi_{oc}}$ .

Отсюда получим:

$$|\dot{K}| |\dot{\beta}| e^{j(\varphi_{yc} + \psi_{oc})} \geq 1.$$

Из комплексного выражения получаем два условия возбуждения генераторов:

$$\left\{ \begin{array}{l} 1. \varphi_y + \psi_{oc} = 360^\circ n \text{ — баланс фаз, где } n \text{ — любое целое число;} \\ 2. |\dot{K}| |\dot{\beta}| \geq 1 \text{ — баланс амплитуд.} \end{array} \right.$$

Пусть на какой-то частоте  $\omega_1$  суммарный фазовый сдвиг равен нулю, значит, условие баланса фаз выполняется (таких частот может быть и несколько). Но данное условие (баланса фаз) является необходимым, но не достаточным. Если на этой частоте выполняется также баланс амплитуд, значит, на этой частоте произойдет возбуждение генератора. Трехкаскадный и более усилитель с обратной связью по фазе потенциально неустойчив, так как его АФЧХ пересекает реальную ось в двух точках, соответствующих низкой и высокой частотам. На каждой частоте, в которой выполняется баланс фаз, требуется проверить выполнение условия баланса амплитуд. Если хотя бы на одной из них  $|\dot{K}| |\dot{\beta}| \geq 1$ , то замкнутая система не устойчива.

На рис.12.1 приведена АФЧХ разомкнутой системы 6 порядка (трехкаскадный усилитель с частотозависимой обратной связью). Такая система по фазе потенциально неустойчива, так как на двух частотах ( $\omega_1$  и  $\omega_2$ ) выполняются условия баланса фаз [ $U_{вых1}(\omega_1)$  и  $U_{вых2}(\omega_2)$  в фазе с  $U_{вх}=+1$ ]. Для определения условий возбуждения замкнутой системы проверим выполнение баланса амплитуд.

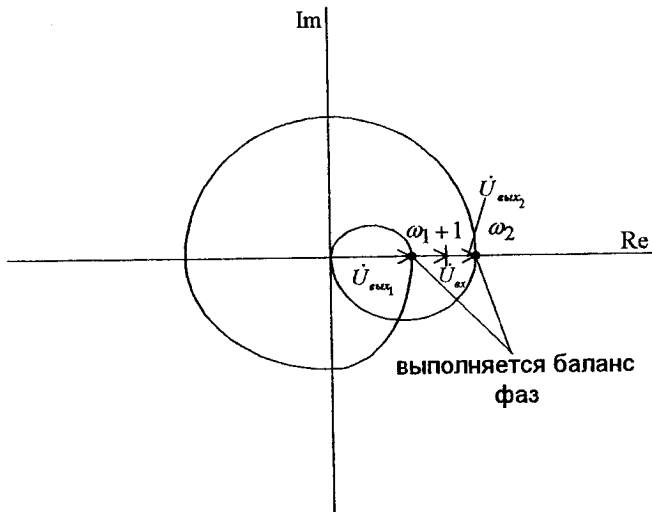


Рисунок 12.1 — АФЧХ разомкнутой системы

Для частоты  $\omega_1$   $|\dot{K}\dot{\beta}| < 1$ , баланс амплитуд не выполняется, следовательно, на частоте  $\omega_1$  не будет возбуждения генератора. Для частоты  $\omega_2$   $|\dot{K}\dot{\beta}| > 1$ , баланс амплитуд выполняется, значит, генератор возбуждается на данной частоте. Напряжение на выходе генератора после его включения ( $t=0$ ) будет иметь вид, приведенный на рис. 12.2. После окончания переходного процесса (после  $t_1$ ) наступит установившийся режим работы, где  $|\dot{K}_{уст}\dot{\beta}| = 1$ . Этот процесс обеспечивается нелинейностью амплитудной характеристики усилителя, за счет которой с ростом выходного напряжения уменьшается коэффициент усиления усилительного каскада (см. рис. 12.3).

## 12.2 LC генератор на полевом транзисторе с контуром в цепи затвора

Принципиальная схема генератора с контуром в цепи затвора приведена на рис. 12.4. Положительная обратная связь определяется встречным включением катушек (начало \* обмоток). Следовательно, баланс фаз выполняется при  $\varphi_y = 180^\circ$  (ОИ). Баланс амплитуд определяется коэффициентом усиления транзисторного каскада и коэффициентом взаимной индукции  $M$ , который определяется степенью связи (расстоянием) между катушками.

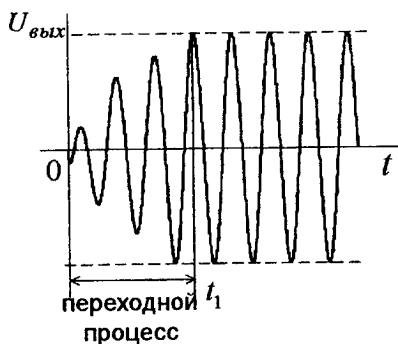


Рисунок 12.2 — Выходное напряжение генератора

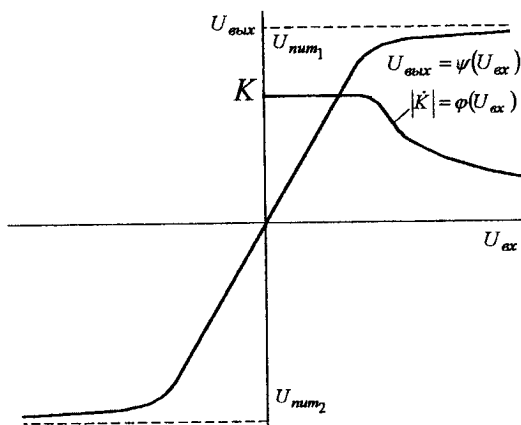


Рисунок 12.3 — Амплитудная характеристика усилительного каскада

Целесообразно контур включать в цепь затвора, чтобы он не шунтировался выходным сопротивлением транзистора  $R_i$ . В этом случае он шунтируется сопротивлением утечки транзистора, величина которого на два порядка больше  $R_i$  (десятки МОм). Баланс амплитуд при постоянном коэффициенте усиления каскада  $|K| = \text{const}$  обеспечивается коэффициентом взаимной индукции  $M$ . Он подбирается так, чтобы генератор надежно возбуждался, т.е. баланс амплитуд выполнялся с запасом  $|K||\beta| \cong 1,2 \div 1,25$ .

Напряжение генератора снимают с контура, так как благодаря его фильтрующим свойствам оно близко к синусоидальному. Для того, чтобы не шунти-



ровать контур сопротивлением нагрузки и не ухудшать его добротность, нагрузку подключают к контуру через истоковый повторитель. Расчет генератора производят традиционно, рассматривая режим работы генератора по постоянному и переменному токам.

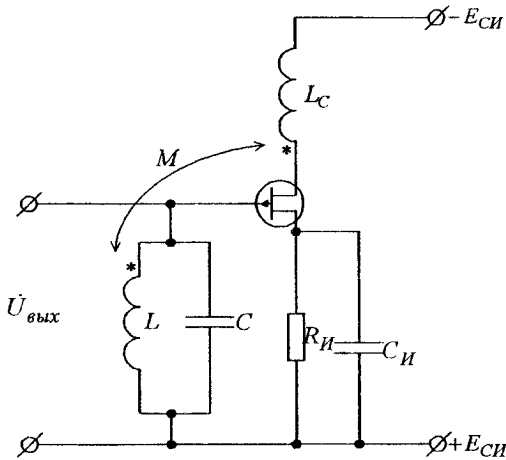


Рисунок 12.4 — Схема LC генератора на полевом транзисторе

Рассмотрим режим по постоянному току. Нагрузочная линия проходит практически вертикально, так как сопротивление катушки связи по постоянному току практически равняется нулю (см. рис.12.5). Выбрав рабочую точку в центре рабочей области, устанавливают напряжение смещения (для точки «0»

$U_{3И_n} = +2 \text{ В}$ ) и рассчитывают  $R_{И}$   $\left( R_{И} = \frac{U_{3И_n}}{I_{C_n}} \right)$ . Определяют параметры тран-

зистора  $S$ ,  $R_i$  и  $\mu$  в рабочей точке «0» и составляют линейную электрическую модель генератора для его расчета по переменному току. Модель приведена на рис.12.6.

Опишем данную модель уравнениями:

$$U_c = U_{3и} = \frac{1}{C} \int_0^t I_2(t) dt;$$

$$-\mu U_{3и} = -\frac{\mu}{C} \int_0^t I_2(t) dt;$$

$$\varepsilon_1 = M \frac{dI_2}{dt};$$

$$\varepsilon_2 = M \frac{dI_1}{dt}.$$

Подставив значения ЭДС  $\mu U_{3и}$ ,  $\varepsilon_1$ ,  $\varepsilon_2$  в уравнения, получим:

$$\begin{cases} -\frac{\mu}{C} \int_0^t I_2(t) dt - M \frac{dI_2}{dt} = I_1 R_i + L_{c\sigma} \frac{dI_1}{dt}, \\ M \frac{dI_1}{dt} = L \frac{dI_2}{dt} + I_2 r_k + \frac{1}{C} \int_0^t I_2(t) dt. \end{cases}$$

Решив эту систему уравнений, определим корни. По мнимой части корня определяется частота возбуждения генератора. По реальной части корня устанавливается баланс амплитуд (если реальная часть корня положительна — система устойчива, если отрицательна — система неустойчива).

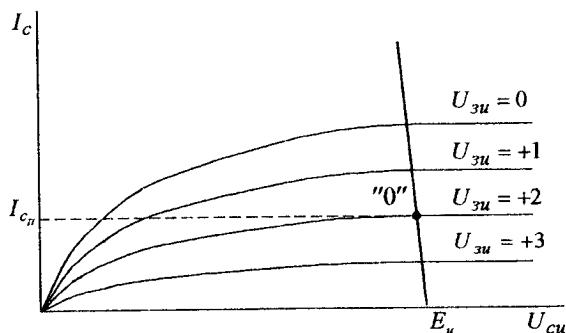


Рисунок 12.5 — Режим по постоянному току ПТ

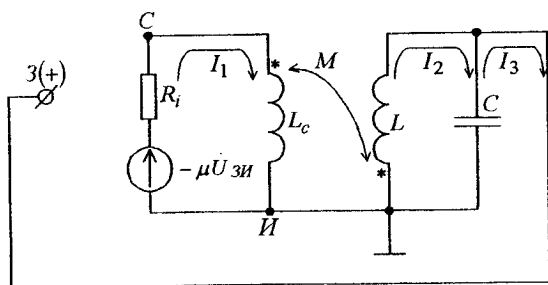


Рисунок 12.6 — Линейная электрическая модель LC генератора

Проанализируем данную схему по методу Найквиста-Михайлова (см. рис.12.7).

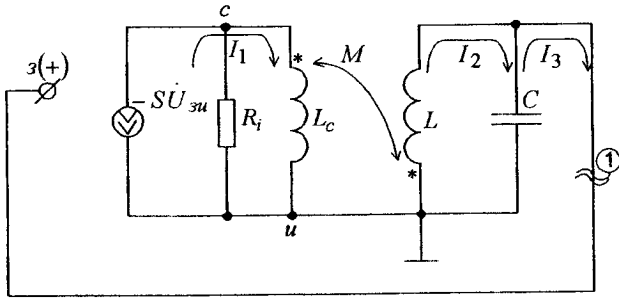


Рисунок 12.7 — Линейная электрическая модель LC генератора

Разорвем обратную связь (∞). Имеет место 100% обратная связь, т.е.  $|\beta| = 1$ .

$$\dot{\varepsilon}_2 = j\omega \cdot M \cdot I_1.$$

Катушка связи имеет малое количество витков, поэтому  $R_i \gg \omega L_c$  и влиянием сопротивления  $R_i$  можно пренебречь. Тогда

$$I_1 = -S U_{zh};$$

$$\dot{\varepsilon}_2 = -j\omega \cdot M \cdot S \cdot U_{zh}.$$

При разорванной обратной связи 1 данная схема представляет собой избирательный усилитель ( $U_{вых} = U_c$ ). Поскольку  $U_{контура}$  подключено параллельно  $U_{zh}$ , то обратная связь 100% (все напряжение с выхода поступает на

вход), поэтому коэффициент передачи звена ОС  $\beta = 1$ .

Запишем уравнение баланса амплитуд.

$$I_2 = -\frac{\varepsilon_2}{r_k} \text{ (контур работает в режиме последовательного резонанса).}$$

$$I_2 = -\frac{j\omega \cdot M \cdot I_1}{r_k} = \frac{j\omega \cdot M \cdot S \cdot U_{zh}}{r_k},$$

$$U_c = \dot{I}_2 \frac{1}{j\omega C} = \frac{j\omega \cdot M \cdot S \cdot U_{zh}}{r_k} \cdot \frac{1}{j\omega C} = \frac{M \cdot S \cdot U_{zh}}{r_k \cdot C}.$$

Контур при резонансе напряжений работает как усилитель напряжения, поэтому, зная  $U_c = U_{\text{вых ус}}$ , можно определить  $K$ .

$$\dot{K} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{U_c}{U_{\text{зи}}} = \frac{M \cdot S \cdot U_{\text{зи}}}{r_k \cdot C \cdot U_{\text{зи}}} = \frac{M \cdot S}{r_k \cdot C} \quad \text{— коэффициент усиления избира-$$

тельного усилителя.

Поскольку  $|\dot{K} \dot{\beta}| \geq 1$ , а  $|\dot{\beta}| = 1$  то  $\dot{K} = \frac{M \cdot S}{r_k \cdot C} \geq 1$  — баланс амплитуд, откуда следует:

$$M \geq \frac{r_k \cdot C}{S}.$$

Емкость выбирают порядка  $C = 100 \div 1000 \text{ нФ}$  и рассчитывают индуктивность из формулы  $f = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ , частота задается при расчете генератора. Затем рассчитывают  $M$  и обеспечивают заданный коэффициент экспериментально, доведя катушки друг к другу на требуемое расстояние, получают требуемый  $K$ . Для надежного возбуждения  $M$  должен быть обеспечен с запасом на 20%–30%.

### 12.3 Энергетический расчет, определение установившегося режима генератора

При расчете генераторов выбирают схему, устанавливают режим по постоянному току, определяют  $h$ -параметры, и рассчитывают генератор по переменному току. Для этого составляется линейная электрическая модель генератора. По данной модели определяют условие баланса фаз и амплитуд. Из баланса фаз определяется частота возбуждения генератора. Из баланса амплитуд определяют коэффициент взаимоиנדукции между катушками (или коэффициент усиления усилителя). Затем выполняют конструктивный расчет катушек индуктивности, обеспечивая  $M$  между ними с запасом 20–30%.

Как правило, при проектировании генератора задается амплитуда или действующее значение выходного напряжения, т.е. установившаяся амплитуда после окончания переходных процессов [19]. Условие баланса амплитуд при включении генератора должно выполняться с запасом  $\frac{M \cdot S_0}{r_k \cdot C} > 1$ , в установив-

шемся режиме —  $\frac{M \cdot S_{\text{сп}}}{r_k \cdot C} = 1$ . Это объясняется тем, что с ростом амплитуды

выходного напряжения средняя (эквивалентная) крутизна  $S_{cp}$  уменьшается, откуда следует, что  $S_{cp} < S_0$  и чем больше амплитуда выходного напряжения, тем меньше  $S_{cp}$  в установившемся режиме. Это иллюстрируется переходной характеристикой полевого транзистора, где с увеличением запирающего напряжения на затворе по отношению к истоку ( $U_{зи}$ ) уменьшается крутизна характеристики  $S$  (см. рис. 12.8).

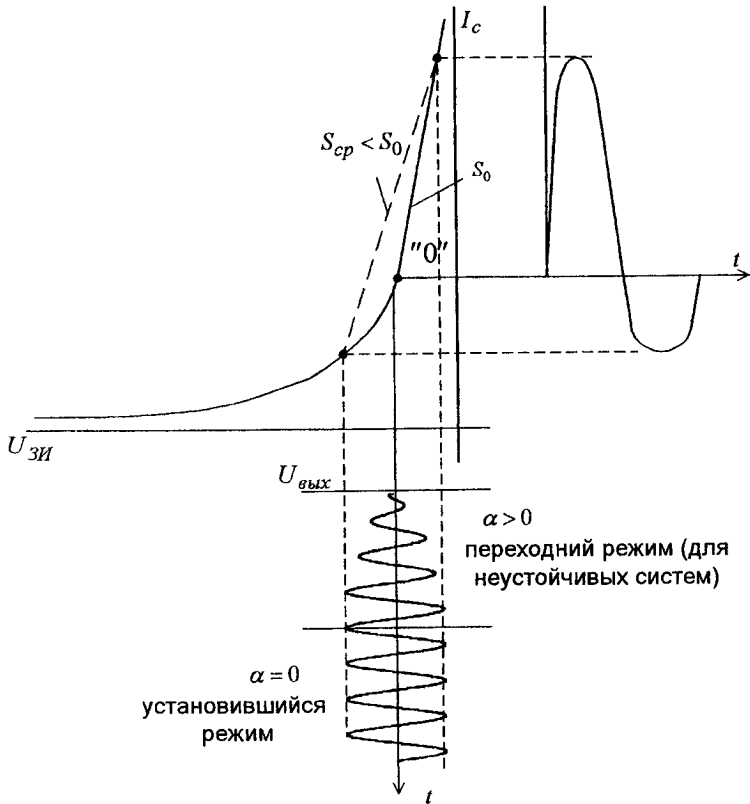


Рисунок 12.8 — Переходная ВАХ полевого транзистора, ток стока и выходное напряжение генератора

При включении генератора режим транзистора по постоянному току обеспечивается в точке «0» (см. рис. 12.8), где крутизна характеристики транзистора  $S_0$  близка к максимальной. Рекомендованный запас по возбуждению в

этой точке обычно составляет (15–20)%. С ростом амплитуды выходного напряжения генератора растет и амплитуда  $U_{зи}$ ,  $S_{cp}$  уменьшается по мере роста  $U_{зи}$ , и процесс роста  $U_{вых}$  генератора и напряжения  $U_{зи}$  будет продолжаться до тех пор, пока запас по возбуждению не будет полностью ликвидирован, но при этом форма тока будет не синусоидальной (см. рис.12.8). Поэтому брать большой запас по возбуждению не рекомендуется, а при малом запасе (5÷10)% под воздействием внешних факторов возбуждение может не произойти. Следовательно, применяют общие рекомендации о запасе по возбуждению (15÷20)%.

Для теоретического расчета выходного напряжения генераторов применяют методы расчета нелинейных схем. В этом случае схема генератора описывается системой дифференциальных уравнений, в которой коэффициентами являются нелинейные функции координат. Теоретический расчет этими методами сложен, поэтому часто на практике применяют методы расчета выходного напряжения по колебательной характеристике.

Рассмотрим энергетический расчет генератора по колебательной характеристике. Для усилительного транзистора строится колебательная характеристика — зависимость выходного тока транзистора от амплитуды его входного напряжения:

$$I_{c_{max}} = f(U_{зи_{max}}).$$

Как правило, потребителя интересует основная гармоника (первая гармоника) выходного напряжения (тока), а все остальные гармоники представляют собой нелинейные искажения.

Колебательная характеристика строится с использованием сквозной характеристики транзисторного каскада с последующим расчетом амплитуды первой гармоники по методу 5-ординат. При этом используют следующую методику:

1. Строят сквозную характеристику каскада, используя нагрузочную линию по переменному току, и учитывая внутреннее сопротивление источника входного сигнала  $I_{вых} = \psi(U_{вых})$ .
2. Задаются амплитудой входного сигнала  $U_{вх_{m1}}$ .
3. Рассчитывают  $I_{m1(1)}$  — ток первой гармоники при заданной амплитуде

$$U_{вх_{m1}}.$$

4. Увеличивают входной сигнал  $U_{ex\ m_2}$  и считают ток первой гармоники при  $U_{ex\ m_2} \ I_{m1(2)}$ .
5. Далее еще увеличивают входной сигнал  $U_{ex\ m_i}$  и рассчитывают  $I_{m1(i)}$ .
6. Используя совокупность значений  $U_{ex\ m_i}$  и  $I_{m1(i)}$ , получают колебательную характеристику каскада  $I_{m_1} = \psi(U_{ex\ m})$ , см. рис.12.9 (кривая 1).

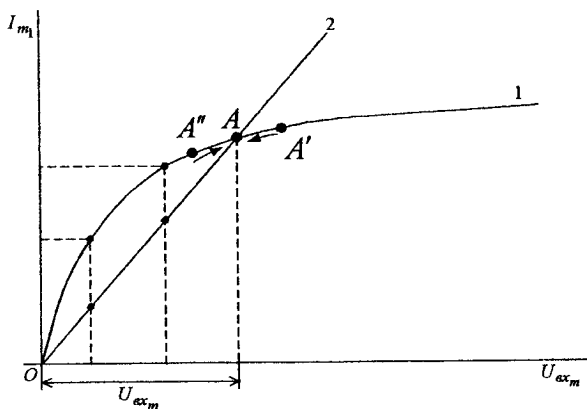


Рисунок 12.9 — Колебательная характеристика каскада

На рис. 12.9 кривая 1 характеризует энергетические возможности каскада, прямая 2 — энергетические потребности генератора для выполнения баланса амплитуд.

Из условия баланса амплитуд в установившемся режиме определим значение средней крутизны ( $S_{cp}$ ):

$$S_{cp} = \frac{r_k \cdot C}{M},$$

т.к.  $S = \frac{I_{C\ max}}{\dot{U}_{3И\ max}} \cong \frac{I_{m_1}}{U_{ex\ m}}$  это выражение также справедливо в установившемся режиме для  $S_{cp}$ .

$$S_{cp} = \frac{i_{m1}}{U_{exm}} = \frac{r_K \cdot C}{M};$$

Из этого выражения установим связь тока первой гармоники с выходным напряжением генератора в установившемся режиме.

$$i_{m1} = \frac{r_K \cdot C}{M} \cdot U_{exm}.$$

Эта зависимость представляет собой уравнение прямой, проходящей через начало координат, которую называют линией обратной связи (2). Линия обратной связи характеризует потребности генератора с точки зрения выполнения баланса амплитуд.

Система уравнений, определяющая установившийся режим генератора имеет вид:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{m1} = \psi(U_{выхm}) \end{array} \right. \quad (11.1)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{m1} = \frac{r_K \cdot C}{M} \cdot U_{exm}. \end{array} \right. \quad (11.2)$$

Первое уравнение (12.1 — колебательная характеристика) описывает энергетические возможности генератора, а второе — (12.2 — линия обратной связи) потребности энергетические для возбуждения. Совместное решение этих уравнений определяет установившийся режим работы (точка *A* рис. 12.9).

Генератор с характеристиками, представленными на рис. 12.9, устойчиво работает в точке *A* при любых отклонениях от нее. Так, например, при отклонении точки вправо *A'* (при возрастании выходного напряжения генератора) возможности (кривая 1) становятся меньше потребностей (линия 2) и система возвращается в точку «А». То же самое произойдет при отклонении точки влево *A''*. Следовательно, режим работы в точке «А» устойчивый и соответствует определенному выходному напряжению генератора.

Возможны и другие сочетания колебательной характеристики и линии обратной связи. На рис. 12.10 приведен случай, когда линия обратной связи не пересекает колебательную характеристику. Решение системы уравнений в точке 0, генератор не возбуждается,  $\dot{U}_{вых} = 0$ . Это можно физически интерпретировать тем, что энергетические возможности (1) при всех  $U_{ex}$  меньше потребностей из баланса амплитуд (2). В таком случае говорят, что связь меньше критической.



На рис. 12.11 приведен случай, когда линейный участок кривой 1 совпадает с прямой 2. При этом обратная связь равна критическому значению. В этом случае генератор возбуждается, но работает неустойчиво, так как решение системы не единственное, а имеет множество решений в области совпадения (1) и (2). Оба последних варианта (связь меньше критической и связь критическая) неприемлемы для обеспечения возбуждения генераторов, поэтому применяют вариант, когда связь больше критической и имеется одна устойчивая точка пересечения «А» (см. рис.12.9).

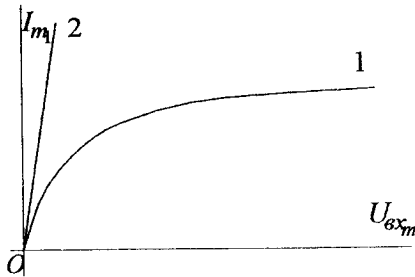


Рисунок 12.10 — Колебательная характеристика (1) и линия обратной связи (2) при связи меньше критической

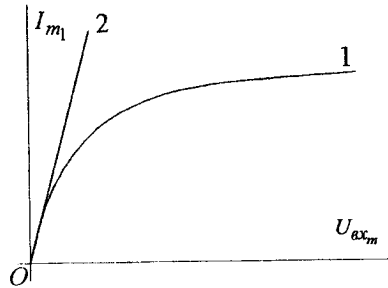


Рисунок 12.11 — Колебательная характеристика (1) и линия обратной связи (2) при критической связи

Три приведенные варианта связи относятся к генераторам (точнее усилительным каскадам генератора), работающим в классе «А». Если поставить усилительный каскад генератора в класс «В», то колебательная характеристика имеет более сложную нелинейную зависимость, ее вид вместе с линией обратной связи приведен на рис.12.12.

При включении схема не возбуждается, так как энергетические возможности от точки 0 до точки В (кривая 1) меньше потребностей из баланса амплитуд (2). Для возбуждения генератор нужно вывести за точку В. Для этого схему возбуждают от внешнего генератора, или возбуждают схему в классе «А», а затем плавно переводят ее в класс «В».

Когда амплитуда выходного напряжения генератора и соответствующая ей амплитуда  $U_{exm1}$  превышают координату точки В, система переходит автоматически в устойчивую точку А, в которой она будет работать до выключения генератора. При этом установившееся значение на выходе генератора и  $U_{exm2}$  будут постоянными.

Для изменения величины установившегося напряжения генератора нужно изменять угол наклона линии обратной связи (2), перемещая точку А в положение, обеспечивающее заданное значение выходного напряжения генератора. Увеличивая коэффициент взаимоиנדукции между катушками генератора М, уменьшаем угол наклона линии (2), сдвигая точку А вправо, чем обеспечиваем увеличение выходного напряжения генератора. Однако, при переходе на более нелинейный участок колебательной характеристики получаем больший уровень нелинейных искажений выходного напряжения генератора.

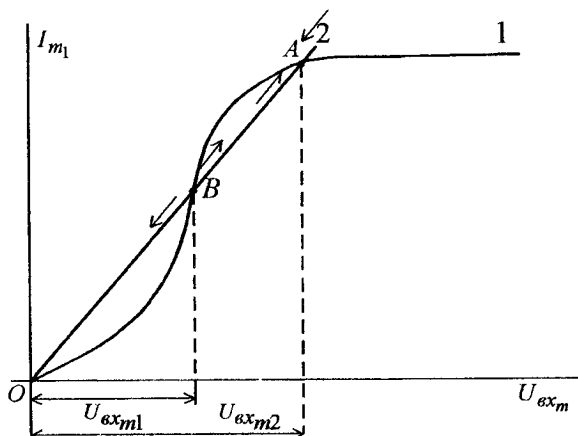


Рисунок 12.12 — Колебательная характеристика каскада, работающего в классе «В» (1) с линией обратной связи (2)

#### 12.4 LC генераторы на биполярных транзисторах

Схема LC генератора с контуром в цепи коллектора приведена на рис.12.13 [25]. Генератор возбуждается на частоте  $f \cong \frac{1}{\sqrt{L_K C_K}}$ . Эта схема подобна схеме генератора на полевом транзисторе, в которой контур и катушку связи поменяли местами.  $C_6$  предназначено для шунтирования по переменному току точки 1, чтобы напряжение обратной связи без потерь на  $R_2$  передавалось базо-эмиттерному переходу транзистора. Элементы  $R_3$ ,  $R_4$ ,  $R_1$  и  $R_2$  обеспечивают требуемый коэффициент температурной нестабильности схемы  $S$ . В остальной работе схемы не отличается от рассмотренной в разделе 12.2.

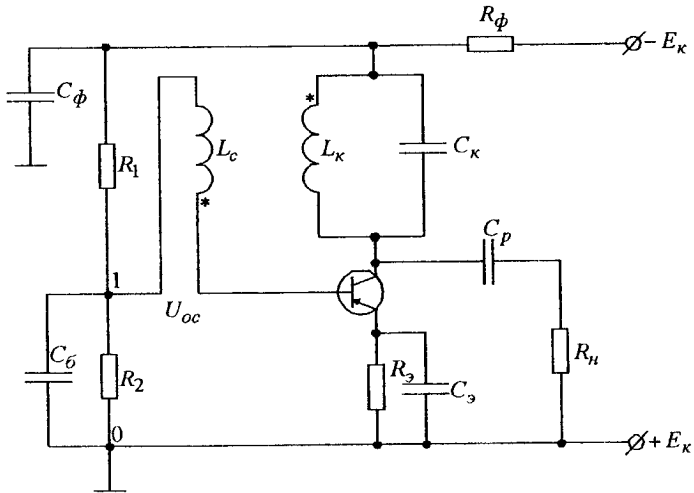


Рисунок 12.13 — Схема генератора с контуром в цепи коллектора

Расчет схемы выполняют в следующей последовательности:

1. Рассчитывают схему по постоянному току;
2. Определяют  $h$ -параметры модели транзистора;
3. Составляют линейную модель генератора, выполняют анализ этой модели, устанавливают условия балансов фаз и амплитуд;
4. Выполняют энергетический расчет генератора, по которому определяется амплитуда установившегося выходного напряжения.

Линейная электрическая модель генератора приведена на рис.12.14.

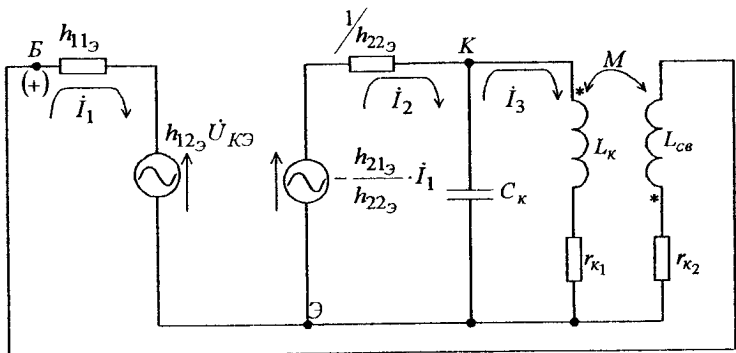


Рисунок 12.14 — Линейная электрическая модель генератора

Система уравнений, описывающая модель генератора, имеет вид:

$$\begin{cases} -j\omega \cdot M \cdot I_3 - h_{12\vartheta} \dot{U}_{KЭ} = \dot{I}_1 (h_{11\vartheta} + r_{k2} + j\omega \cdot L_{c\vartheta}) \\ -\frac{h_{21\vartheta}}{h_{11\vartheta}} \dot{I}_1 = \dot{I}_2 \left( \frac{1}{h_{22\vartheta}} + \frac{1}{j\omega \cdot C_K} \right) - \dot{I}_3 \frac{1}{j\omega \cdot C_K} \\ -j\omega \cdot M \cdot \dot{I}_1 = \dot{I}_3 \left( \frac{1}{j\omega \cdot C_K} + j\omega \cdot L_K + r_{k1} \right) - \dot{I}_2 \frac{1}{j\omega \cdot C_K} \\ \dot{U}_{KЭ} = (\dot{I}_2 - \dot{I}_3) \frac{1}{j\omega \cdot C_K} \end{cases};$$

Решая систему, определяем корни, по которым находим условия балансов фаз и амплитуд. Устанавливаем запас по возбуждению и находим установившееся значение выходного напряжения генератора.

Схема генератора на транзисторе, включенном по схеме с общей базой (емкостная трехточка) приведена на рис.12.15. Положительная обратная связь осуществляется за счет емкостного делителя  $C_1$ ,  $C_2$ . Напряжение  $\dot{U}_{C_1}$  является выходом делителя  $\dot{U}_{12}$  и поступает на эмиттер транзистора (ОБ). На вход делителя (1-3) подается выходное напряжение усилителя. Частота резонанса определяется эквивалентной емкостью

$$C_{\text{эксв}} = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}.$$

Схема с общей базой имеет фазовый сдвиг  $\varphi_K = 0^\circ$ , значит, для выполнения баланса фаз фазовый сдвиг звена обратной связи должен быть  $\varphi_{oc} = 0^\circ$ , что обеспечивается делителем напряжения  $C_1$ ,  $C_2$ . Коэффициент передачи делителя

$$\dot{\beta} = \dot{U}_{12} / \dot{U}_{13},$$

$$\dot{\beta} = \frac{\frac{1}{\omega \cdot C_1}}{\frac{1}{\omega \cdot C_1} + \frac{1}{\omega \cdot C_2}} = \frac{\frac{1}{C_1}}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}} = \frac{\frac{1}{C_1}}{\frac{C_1 + C_2}{C_1 \cdot C_2}} = \frac{C_2}{C_1 + C_2}.$$

Если  $C_1 \gg C_2$ , тогда  $\dot{\beta} = \frac{C_2}{C_1}$ .

При больших коэффициентах усиления усилителя ( $K$ ),  $\dot{\beta}$  — мало и  $K_u > \frac{1}{\dot{\beta}}$  — условие баланса амплитуд. Коэффициент усиления усилителя вы-

бирается с запасом 20-30% и регулировкой коэффициента усиления добиваются возбуждения генератора.

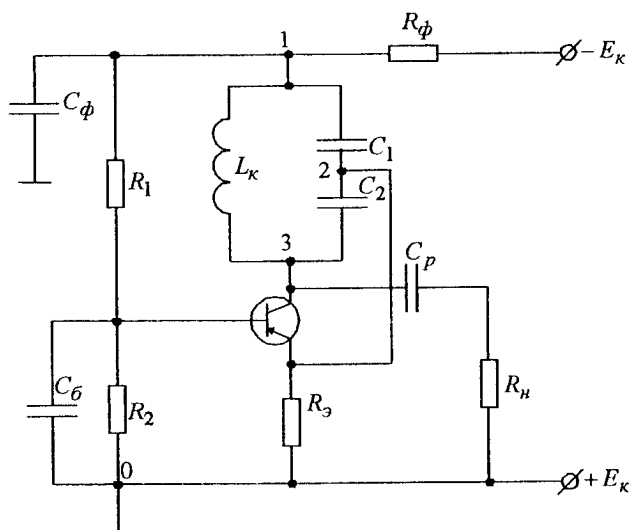


Рисунок 12.15 — Схема с общей базой (емкостная трехточка)

Баланс амплитуд можно записать по току и по напряжению.

Для баланса амплитуд по току:

$\alpha < 1$ , поэтому коэффициент усиления по току  $K_I < 1$ , тогда необходимо, чтобы коэффициент передачи по току звена обратной связи  $K_{I\beta} > 1$ .

В данной схеме это обеспечивает эффект усиления тока в параллельном колебательном контуре на резонансной частоте за счет резонанса токов (см. раздел 11.1):

$$I_L = Q \cdot I_{\text{конт}};$$

$$I_C \approx Q \cdot I_{\text{конт}}.$$

Линейная модель генератора приведена на рис. 12.16.

Схема рассчитывается по постоянному току, с использованием характеристик транзистора с общим эмиттером определяются  $h$ -параметры с ОЭ, затем по формулам перехода определяют  $h$ -параметры транзистора с общей базой и рассчитывают схему. Система уравнений для расчетов имеет вид:

$$\begin{cases} h_{126} \dot{U}_{кз} = \dot{I}_1 (h_{116} + R_3) - \dot{I}_4 R_3; \\ -\dot{I}_1 \frac{h_{216}}{h_{226}} = \dot{I}_2 \left( \frac{1}{h_{226}} + r_k + j\omega \cdot L_k \right) - \dot{I}_3 (r_k + j\omega \cdot L_k); \\ 0 = \dot{I}_3 \left( r_k + j\omega \cdot L_k + \frac{1}{j\omega \cdot C_1} + \frac{1}{j\omega \cdot C_2} \right) - \dot{I}_4 \frac{1}{j\omega \cdot C_1}; \\ 0 = \dot{I}_4 \left( \frac{1}{j\omega \cdot C_1} + R_3 \right) - \dot{I}_1 R_3 - \dot{I}_3 \frac{1}{j\omega \cdot C_1}. \end{cases}$$

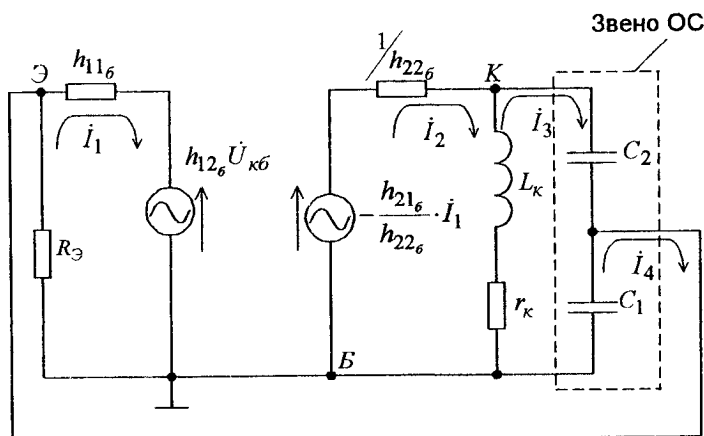


Рисунок 12.16 — Линейная модель генератора

Для построения LC генераторов используют и схему с общим коллектором (индуктивная трехточка). Принципиальная схема индуктивной трехточки приведена на рис.12.17.

Входом звена обратной связи являются зажимы 1-0 (нижние витки катушки  $L$ ), выходом звена обратной связи являются зажимы 2-0 (вся катушка  $L$ ). Так как

$K_{и\text{yc}} < 1$  (схема с ОК), то необходимо, чтобы  $\beta = \frac{\dot{U}_{\text{выхОС}}}{\dot{U}_{\text{вхОС}}} > 1$ . За счет повы-

шения напряжения на катушке ( $U_{20} > U_{10}$ ), обеспечивается  $\beta > 1$ , выполняется баланс амплитуд.

При включении генератора баланс амплитуд выполняется с запасом и начинается рост амплитуды выходного напряжения генератора (см. рис. 12.18).

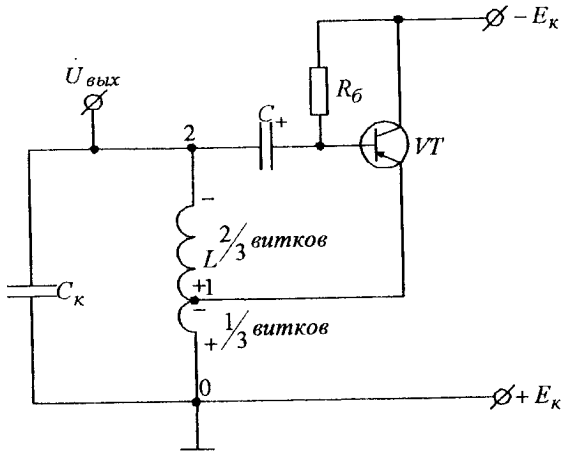


Рисунок 12.17 — Схема с общим коллектором (индуктивная трехточка)

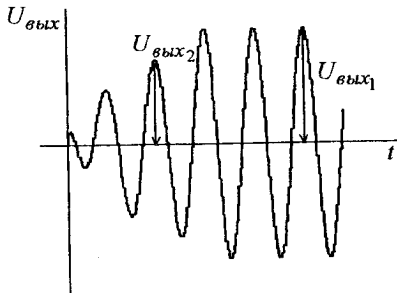


Рисунок 12.18 — Выходное напряжение генератора

Конденсатор  $C$  и резистор  $R_b$  образуют цепочку автоматического смещения. До возбуждения генератора рабочая точка транзистора по постоянному току определяется резистором  $R_b$  и находится в центре (линейной области) входных и выходных характеристик.

При возбуждении генератора синусоидальное напряжение с части контура через эмиттерно-базовый переход ( $p-n$ ), являющийся диодом, заряжает конденсатор  $C$ . Получился однополупериодный выпрямитель с емкостной реакцией (см. рис. 12.19). Конденсатор  $C$  разряжается через резистор  $R_b$ , причем  $\tau_{\text{разр}} = R_b C \gg \tau_{\text{зар}}$ ,  $\tau_{\text{зар}} = r_{np\text{эб}} C$ . Полярность напряжения на конденсаторе  $C$  является запирающей (плюс на базу по отношению к эмиттеру), по этому по мере возрастания напряжения генератора, напряжение

мере возрастания напряжения генератора, напряжение на конденсаторе пропорционально растет и запирает транзистор, смещая рабочую точку по постоянному току вниз, следовательно, уменьшая коэффициент усиления каскада. Процесс будет продолжаться до выполнения в установившемся режиме баланса амплитуд ( $|K\beta| = 1$ ).

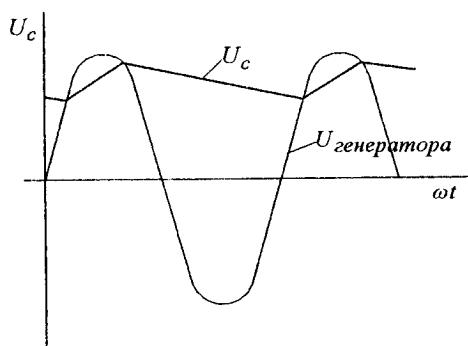


Рисунок 12.19 — Напряжение на конденсаторе звена автоматического смещения

Чем больше начальный запас по возбуждению, тем больше  $U_{\text{вых}}$  генератора, больше  $U_c$  и сильнее смещение рабочей точки каскада к отсечке, что обеспечивает большие нелинейные искажения тока коллектора. Однако, снимая выходное напряжение с контура, который обладает хорошими фильтрующими свойствами, получаем выходное напряжение практически синусоидальной формы.

### Вопросы к разделу 12

1. Объясните физический смысл условия возбуждения генераторов. Выделите условия балансов фаз и амплитуд.
2. Почему целесообразно в схеме генератора на полевом транзисторе контур включать в цепь затвора? Приведите электрическую модель этого генератора, объясните, как установить условия его возбуждения.



3. Объясните физический смысл и напишите уравнения для колебательной характеристики каскада и линии обратной связи.
4. Как определяется установившийся режим работы генератора? В чем отличие колебательной характеристики и условий возбуждения генераторов от режима работы усилительного каскада (класс «А» и класс «В»).
5. Нарисуйте схемы LC генераторов на транзисторе с общей базой (емкостная трехточка) и с общим коллектором (индуктивная трехточка). Выделите в них звенья обратной связи, определите их фактор. Установите функции контуров в генераторах, осуществляющие усиление тока или напряжения.

## Раздел 13 RC-ГЕНЕРАТОРЫ

## 13.1 Общие положения теории RC-генераторов

Как уже отмечалось выше для избирательных RC систем, так и для генераторов при частоте колебаний меньше 100кГц целесообразно применять RC-генераторы. Структурная схема RC-генератора показана на рис.13.1.

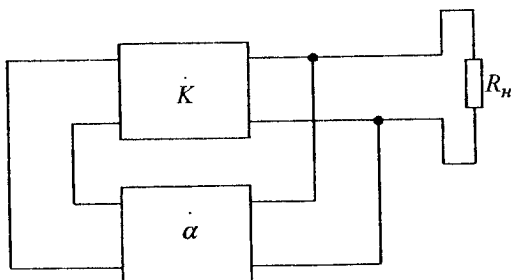


Рисунок 13.1 — Структурная схема RC-генератора

При коэффициенте усиления широкополосного RC усилителя  $\dot{K}$  и частотнозависимом коэффициенте передачи звена положительной обратной связи  $\dot{\alpha}$ , условия балансов амплитуд и фаз имеют вид:

$$\begin{cases} |\dot{K}\dot{\alpha}| \geq 1; & \text{БА} \\ \varphi_{yc} + \psi_{oc} = 360 \cdot n; & \text{БФ} \end{cases}$$

где  $n$  — любое целое число.

Цепочка балансов амплитуд в установившихся режимах при разных значениях запаса по возбуждению и нелинейные искажения выходного напряжения генератора иллюстрирует рис.13.2, где 1 — амплитудная характеристика

усилителя  $U_{вых\ m} = \varphi(U_{вх\ m})$ , 2 — эта же характеристика в виде

$$|K| = \psi(U_{вх\ m}), 3 — \text{коэффициент нелинейных искажений } \gamma = \xi(U_{вх\ m}).$$

При начальном запасе по возбуждению генератора 20-30%, установившийся режим будет в точке  $A_1$ , где установившийся коэффициент усиления  $K_{уст}$  уменьшается на 20%. Если запас по возбуждению будет принят больший, например 40%, то установившийся режим будет в точке  $A_2$ . При этом величина нелинейных искажений

$\gamma_2$  будет больше  $\gamma_1$  (см. рис.13.2). При расчете RC-генераторов по заданным значениям нелинейных искажений  $\gamma$  выбирают начальный запас по возбуждению, однако для надежного возбуждения генераторов он должен быть не менее 10–15%.

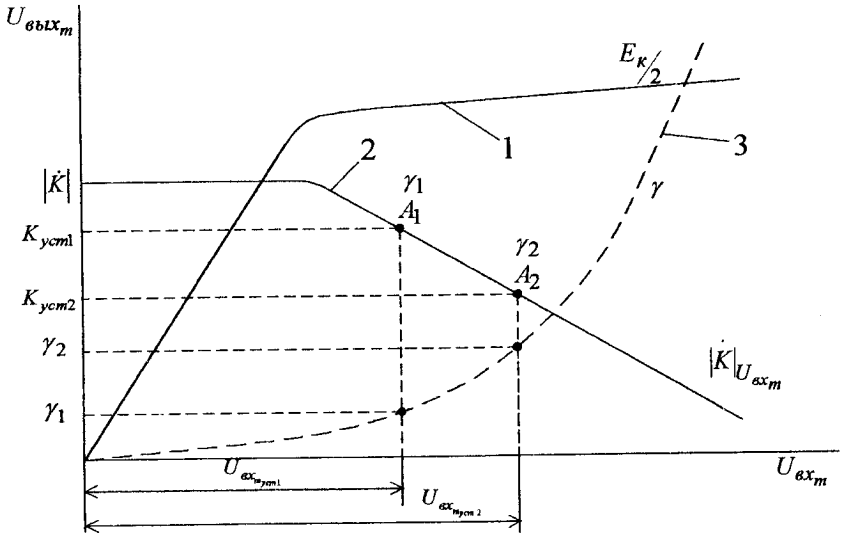


Рисунок 13.2 — Влияние начального запаса по возбуждению на характеристику генератора

### 13.2 RC-генераторы с фазосдвигающими цепочками на $180^\circ$

Принципиальная схема трехзвенной фазосдвигающей цепочки приведена на рис. 13.3 [26]. Постоянная времени каждого звена одинакова при любом значении  $a$  и равна  $\tau = RC$ .

Для получения фазового сдвига  $180^\circ$  для каждого звена фазовый сдвиг должен быть  $60^\circ$ , откуда выбирают параметры  $R$  и  $C$ . Коэффициент передачи цепи:

$$\dot{\alpha} = \frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{\dot{U}_{\text{вх}}} = \text{Re}(\dot{\alpha}) + j \text{Im}(\dot{\alpha}).$$

Чтобы фазовый сдвиг цепочки равнялся  $180^\circ$ , необходимы условия:

$$\begin{cases} \text{Im}(\dot{\alpha}) = 0; \\ \text{Re}(\dot{\alpha}) < 0. \end{cases}$$

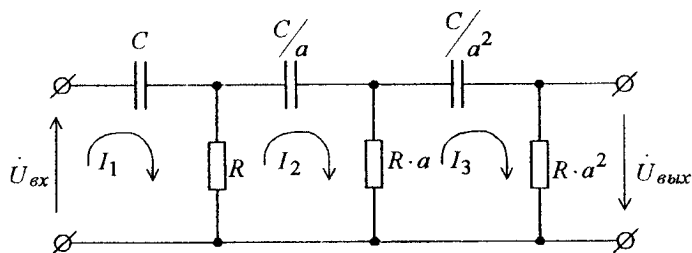


Рисунок 13.3 — Трехзвенная фазосдвигающая цепочка

Приравняв значения мнимой части коэффициента передачи  $\dot{\alpha}$  к нулю  $Im(\dot{\alpha}) = 0$ , получим выражение для частоты квазирезонанса  $\omega_0$ :

$$\omega_0 = \frac{1}{RC \sqrt{3 + \frac{2}{a} + \frac{1}{a^2}}}$$

Если принять значения параметра цепочки  $a=1$ , то  $\omega_0 = \frac{1}{RC\sqrt{6}}$ .

Значение действительной части  $\dot{\alpha}$  при квазирезонансе ( $\omega_0$ ) определяется выражением:

$$\alpha(\omega_0) = -\frac{1}{\left(8 + \frac{12}{a} + \frac{7}{a^2} + \frac{2}{a^3}\right)}$$

При  $a=1$  получим  $\alpha(\omega_0) = -\frac{1}{29}$ . Следовательно, при параметре цепочки  $a=1$  для возбуждения генератора требуется коэффициент усиления усилителя больше 29.

Значения требуемых коэффициентов усиления усилителя для возбуждения генератора с трехзвенной цепочкой в зависимости от параметра цепочки  $a$  приведены на рис.13.4.

Из результатов, приведенных на рис.13.3, следует, что целесообразно применение цепочек с параметром  $a=1 \div 2$ .

### RC-генератор с трехзвенной фазосдвигающей цепочкой.

На рис.13.5 приведена принципиальная схема RC-генератора с трехзвенной фазосдвигающей цепочкой. Функцию резистора затвора  $R_3$  выполняет ре-

зистор  $R \cdot a^2$ . Для согласования входного сопротивления цепочки с выходным сопротивлением усилителя необходимо выполнение условия:

$$R_{\text{вх}}_{\text{цепочк}} \gg R_{\text{ввых}}_{\text{ус}}$$

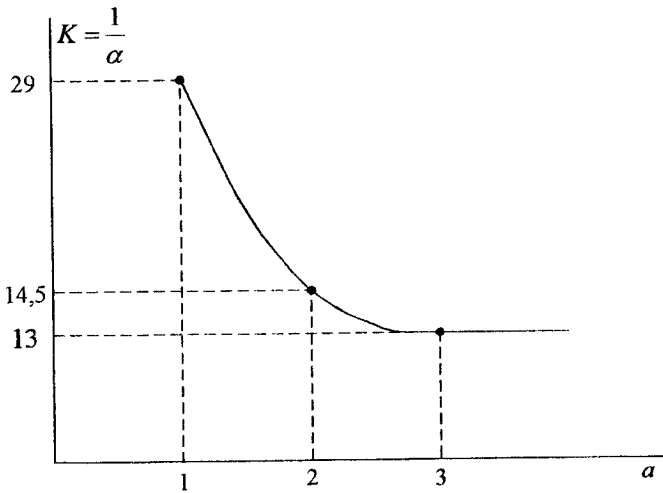


Рисунок 13.4 — Зависимость обратной величины коэффициента передачи цепочки от параметра  $a$ .

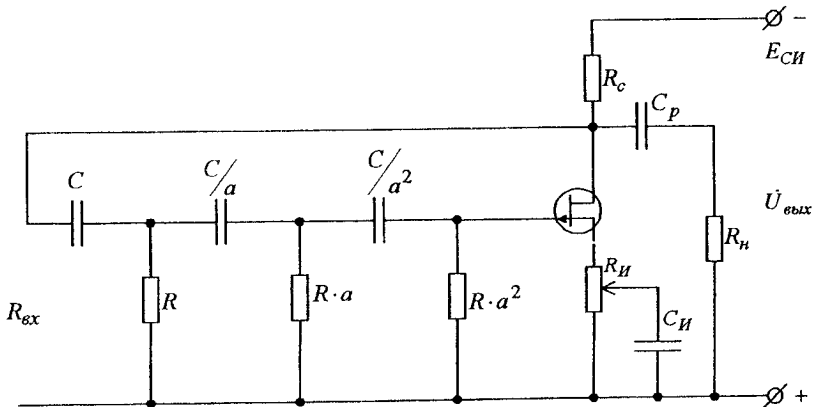


Рисунок 13.5 — Генератор на базе трехзвенной фазосдвигающей цепочки

Если  $R_c = 10 \text{ кОм}$ , то  $R_{\text{вых}_{\text{ус}}} \approx 10 \text{ кОм}$ , значит входное сопротивление цепочки должно быть  $R_{\text{вх}_{\text{цепочк}}} = (50 \div 100) \text{ кОм}$ . Следовательно, величина резистора  $R \approx (50 \div 100) \text{ кОм}$ , так как  $R_{\text{вх}_{\text{цепочк}}} \approx R = (50 \div 100) \text{ кОм}$ . Поскольку  $R_{\text{вых}_{\text{цепочк}}}$  порядка  $(1 \div 3) R$ , а  $R_{\text{вх}_{\text{тр}}}$  (полевого) порядка десятков МОм, то они согласуются идеально. Плавная регулировка коэффициента усиления усилителя производится резистором обратной связи  $R_{\text{И}}$ .

Принципиальная схема такого же генератора на биполярных транзисторах приведена на рис.13.6. Для выполнения условий согласования сопротивлений усилителя и цепочки требуется дополнительный каскад — истоковый повторитель. Аналогичные вопросы согласования рассмотрены в разделе 11.5.

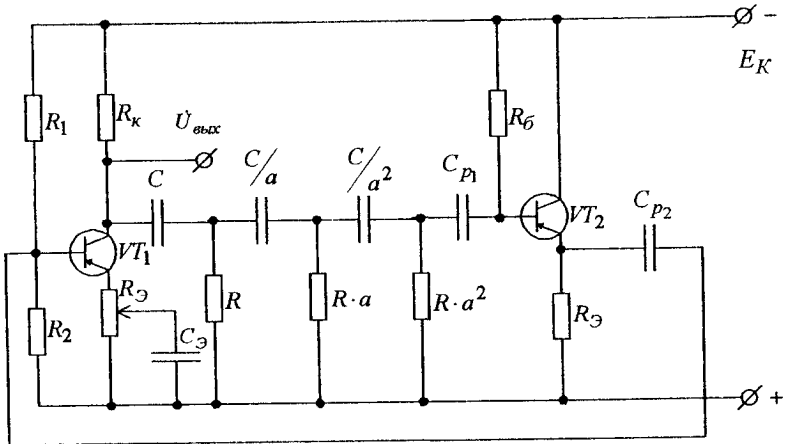


Рисунок 13.6 — Генератор с трехзвенной цепочкой на биполярных транзисторах

### RC-генератор с двойным Т-образным мостом.

В качестве фазосдвигающей цепочки на  $180^\circ$  может быть применен двойной Т-образный мост с параметром  $n=0,2$ . Построить генератор синусоидальных колебаний с двойным Т-образным мостом можно как на транзисторах, так и на операционном усилителе. При этом необходимо выполнить условия балансов фаз и амплитуд. На транзисторах генератор можно получить при различных комбинациях включения транзисторов, но при этом общий фазовый сдвиг дол-

жен равняться  $180^\circ$ . Принципиальные схемы аналогичны приведенным на рис. 13.5 и 13.6, в которых вместо трехзвенной цепочки включается двойной Т-образный мост.

На операционном усилителе Т-образный мост включается в цепь обратной связи усилителя по инвертирующему входу, при этом фактор обратной связи должен отвечать условию баланса амплитуд:

$$|\dot{K}\dot{\beta}| \geq 1.$$

Как было показано выше, в установившемся режиме  $|\dot{K}\dot{\beta}| = 1$ .

Поскольку значения коэффициента усиления усилителя с положительной обратной связью

$$\dot{K}_\alpha = \frac{\dot{K}}{1 - \dot{K}\dot{\alpha}},$$

а значения коэффициента передачи моста при  $n=0,207$   $\alpha = -\frac{1}{11}$  (см. разд. 11.4),

то требуемый коэффициент усиления усилителя  $|\dot{K}| > 11$ , при фазовом сдвиге  $\varphi_y = 180^\circ$ . Следовательно, мост нужно включать в инвертирующий вход усилителя и обеспечить  $K_u = -\frac{R_{oc}}{R_{ex}} \approx -(13-14)$ , что обеспечит требуемый запас по возбуждению.

Вопросы согласования моста с выходным и входным сопротивлениями усилителя и выбор величины резистора  $R$  моста решаются аналогично рассмотренным выше в разделе 11.5. Расчеты резисторов  $R_1$ , схемы установки нуля ( $R_2, R_3, R_4, R_5, R_6$ ) и цепи частотной коррекции ( $R_k, C_k$ ) рассмотрены в разделе 8.4.

Принципиальная схема генератора на ОУПГ приведена на рис. 13.7.

### 13.3 RC генераторы с нулевой фазосдвигающей цепочкой

Для создания RC-генераторов часто применяют RC-цепочку (последовательно-параллельного типа) с нулевым фазовым сдвигом на частоте квазирезонанса. Такая цепочка имеет относительно высокий коэффициент передачи

$$\left( \alpha = \frac{1}{3} \right),$$

что требует меньших коэффициентов усиления усилителя для возбуждения. Схема такой цепочки приведена на рис. 13.8.

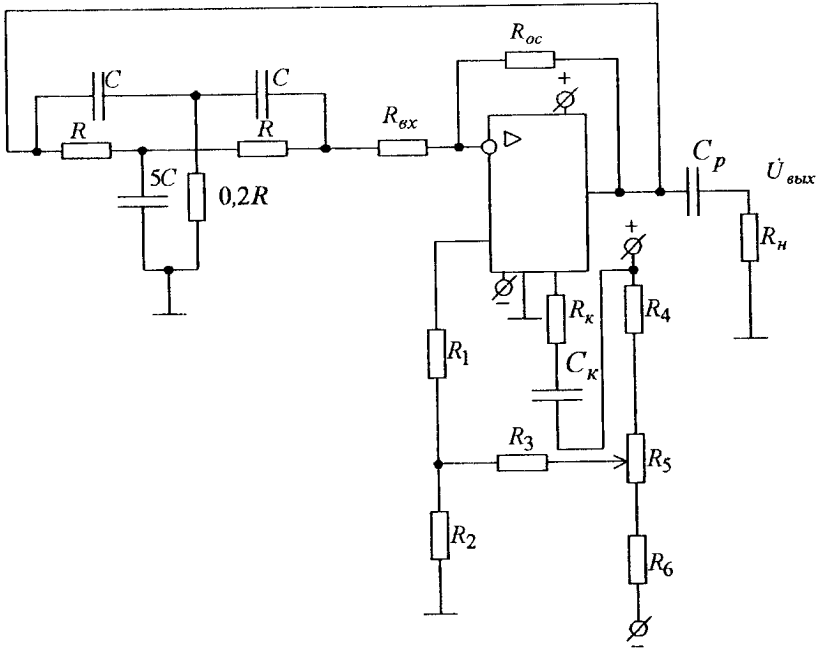


Рисунок 13.7 — RC-генератор с двойным Т-образным мостом на ОУИТ

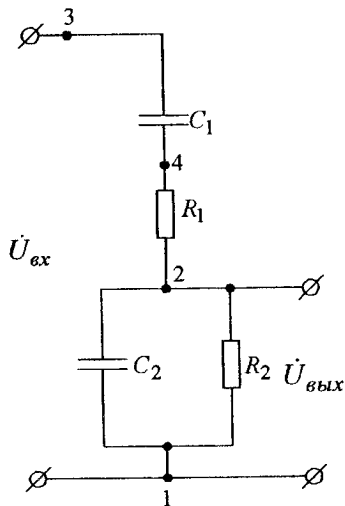


Рисунок 13.8 — RC цепочка с нулевым фазовым сдвигом



Определим коэффициент передачи цепочки  $\alpha$ :

$$\alpha = \frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{\dot{U}_{\text{ax}}} = \frac{\frac{R_2 \cdot \frac{1}{j\omega C_2}}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}}}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + \frac{R_2 \cdot \frac{1}{j\omega C_2}}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}}} = \frac{R_2 \cdot \frac{1}{j\omega C_2}}{\left(R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}\right) \left(R_2 \cdot \frac{1}{j\omega C_2}\right) + R_2 \cdot \frac{1}{j\omega C_2}};$$

$$\alpha = \frac{R_2}{\left(R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}\right) (j\omega C_2 R_2 + 1) + R_2} = \frac{1}{\frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} + 1 + j \left( \omega C_2 R_1 - \frac{1}{\omega C_1 R_2} \right)}.$$

Установим модуль коэффициента передачи и фазовый сдвиг, который обеспечивает RC-цепочка. На частоте квазирезонанса  $\text{Im}(\alpha) = 0$ , откуда определим частоту квазирезонанса цепочки  $\omega_0$  и коэффициент передачи  $\alpha$  на частоте квазирезонанса:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}}; \quad \alpha(\omega) = \frac{1}{\sqrt{\left[ \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} + 1 \right]^2 + \left[ \omega C_2 R_1 - \frac{1}{\omega C_1 R_2} \right]^2}}.$$

Наиболее часто на практике применяются цепочки, у которых  $R_1 = R_2$ ;  $C_1 = C_2$ .

Тогда для них:

$$\omega_0 = \frac{1}{C \cdot R}; \quad \alpha_0 = \frac{1}{3}.$$

Сделав соответствующие преобразования можно доказать, что цепочка обладает избирательными свойствами:

$$\alpha(\omega) = \frac{1}{\sqrt{[3]^2 + \left[ \omega CR - \frac{1}{\omega CR} \right]^2}} = \frac{1}{\sqrt{9 + \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}}.$$

При работе вблизи частоты квазирезонанса АЧХ и ФЧХ цепочки можно представить в виде:

$$|\alpha| = \frac{1}{\sqrt{9 + \left( 2 \frac{\Delta\omega}{\omega} \right)^2}}; \quad \text{tg}(\psi) = \frac{\omega C_2 R_1 - \frac{1}{\omega C_1 R_2}}{\frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} + 1}.$$

АЧХ и ФЧХ RC цепочки с фазовым сдвигом  $0^\circ$  на частоте квазирезонанса приведены на рис.13.9. Векторная диаграмма RC цепочки с нулевым фазовым сдвигом приведена на рис.13.10. Задавшись вектором выходного напряжения  $\dot{U}_{вых}(\dot{U}_{12})$ , устанавливаем направление токов через резистор  $I_{R_2}$  и конденсатор  $I_{C_2}$ , сумма которых  $\dot{I}$  определяет ток через  $R_1$  и  $C_1$  цепочки. Построим векторы напряжений  $\dot{I}R_1$  и конденсатор  $\dot{I}X_{C_1}$  ( $\dot{U}_{24}$ ,  $\dot{U}_{43}$ ), и, просуммировав их с  $\dot{U}_{вых}(\dot{U}_{12})$ , получим вектор выходного напряжения  $\dot{U}_{ax}(\dot{U}_{13})$ . Из диаграммы следует, что  $\dot{U}_{вых}$  и  $\dot{U}_{ax}$  в фазе и  $\dot{U}_{вых}$  составляет  $\frac{1}{3}\dot{U}_{ax}$ .

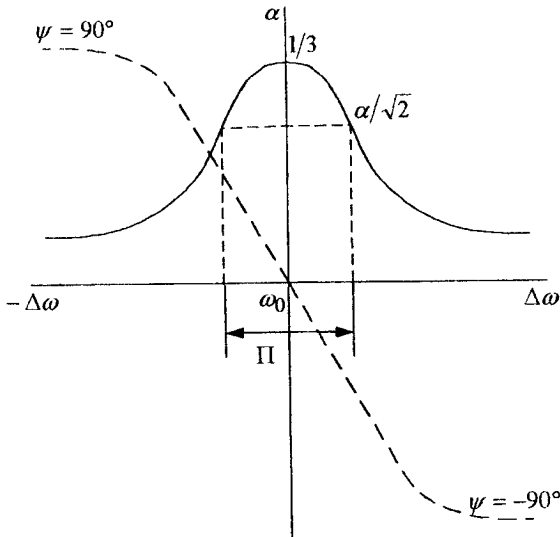


Рисунок 13.9 — АЧХ и ФЧХ цепочки

Поскольку для выполнения условия баланса амплитуд, при использовании этой цепочки, коэффициент усиления должен быть больше трех (фазовый сдвиг равен нулю), то часто используют усилители, охваченные положительной и дополнительно отрицательной обратной связью. Структурная схема такого генератора приведена на рис.13.11.

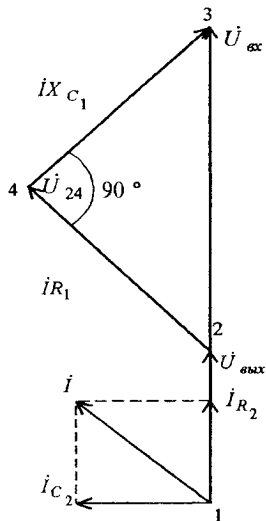


Рисунок 13.10 — Векторная диаграмма RC цепочки с нулевым фазовым сдвигом

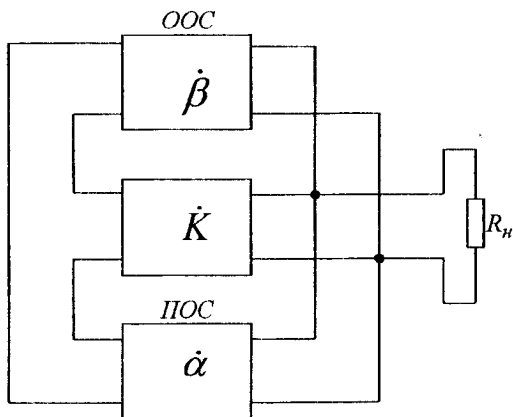


Рисунок 13.11 — Структурная схема генератора

ООС обеспечивает стабильность коэффициента передачи и его требуемое значение ( $K_u \approx 3,4 - 3,6$ ), а ПОС возбуждение генератора на частоте, близкой к частоте квазирезонанса цепочки. Принципиальная схема генератора с нулевой RC цепочкой приведена на рис. 13.12.

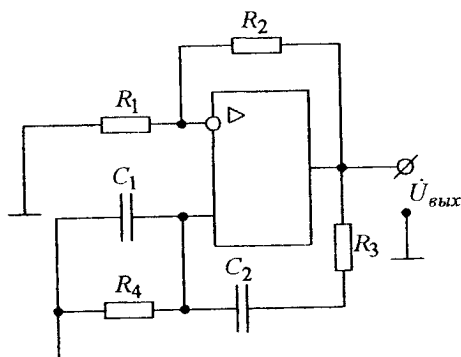


Рисунок 13.12 — Схема генератора с нулевой RC цепочкой

Коэффициент усиления усилителя по неинвертирующему входу:

$$K_{u_{\text{неинв}}} = 1 + K_{u_{\text{инв}}} = 1 + \frac{R_2}{R_1}.$$

Он должен быть больше трех для обеспечения возбуждения генератора (например, 3,4). Тогда  $|K_{u_{\text{инв}}}| = \frac{R_2}{R_1}$  должен быть 2,4.

При условии ООС коэффициент усиления по неинвертирующему входу:

$$\dot{K}_{u_{\text{неинв}}} = \frac{\dot{K}_{u_{\text{инв}}}(\omega)}{1 - \alpha(\omega) \cdot \dot{K}_{u_{\text{инв}}}(\omega)}.$$

Отсюда следует, что на частоте квазирезонанса коэффициент усиления усилителя, охваченного ПОС, может меняться от  $K_{u_{\text{инв}}}$  (при  $\alpha = 0$ ) до  $\infty$  при

$$K_{u_{\text{инв}}}(\omega) \cdot \alpha(\omega) = 1.$$

Глубокая ООС обеспечивает высокую устойчивость усилителя. В результате этого полоса пропускания такого усилителя может достигать нескольких Гц, что очень важно при работе на низких частотах. Единственное требование при построении таких систем — точный подбор элементов, поскольку нестабильность добротности  $\frac{\Delta Q}{Q}$  равна точности подбора элементов RC-цепи.

При выполнении баланса амплитуд  $|\dot{K}|\dot{\alpha}| \geq 1$  усилитель превращается в RC-генератор, форма напряжения в которого зависит от величины  $|\dot{K}|\dot{\alpha}|$ . При

$|\dot{K}\dot{\alpha}|$ , близких к единице, получим синусоидальную форму выходного напряжения. При значениях  $|\dot{K}\dot{\alpha}|$  больше единицы при выполнении условия баланса амплитуд в установившемся режиме за счет отсечки усилителя получаем несинусоидальный сигнал. Поэтому рекомендуемый запас по возбуждению в RC генераторе (10–15)%.

Из условий возбуждения можно установить связь между факторами положительной и отрицательной обратных связей:

$$\frac{K \cdot \alpha}{1 + \beta \cdot K} \geq 1; \quad K \cdot \alpha = 1 + \beta \cdot K;$$

$$\alpha = \frac{1}{K} + \beta, \text{ если } K \gg 1, \text{ то } \alpha = \beta.$$

### 13.4 RC-генераторы повышенной стабильности

При построении генераторов для измерительных систем, приборов и устройств необходимо стабилизировать выходное напряжение генератора, чтобы при изменении нагрузки, внешних дестабилизирующих факторов (температуры и др.) стабильность выходного напряжения генераторов соответствовала заданным требованиям.

При построении таких генераторов часто используют RC генераторы с мостом Вина на базе цепочки с инерционно-нелинейными элементами. В качестве таких элементов используют лампы накаливания или термисторы. Схема такой цепочки с лампой накаливания имеет вид, представленный на рис.13.13.

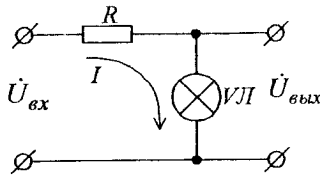


Рисунок 13.13 — Цепочка с инерционно-нелинейным элементом

Вольт-амперная характеристика лампы накаливания для эффективных (действующих) напряжений и токов и значения сопротивления лампы ( $R_{л}$ ) в зависимости от  $U_{эф}$  (после окончания переходных процессов, вызванных постоянной времени лампы  $\tau_{ЛН}$ ) приведены на рис. 13.14. Лампа накаливания явля-

ется нелинейным элементом для действующих значений напряжений и токов, в то же время для мгновенных высокочастотных напряжений, на которых работает генератор, она является линейным элементом, так как период колебаний генератора  $T = 1/f \ll \tau_{ЛН}$ . Следовательно, за период колебаний лампа не успевает так быстро изменять свое сопротивление в силу ее инерционных свойств. Постоянные времени лампы и термисторов, используемых в RC генераторах порядка десятых долей секунды.

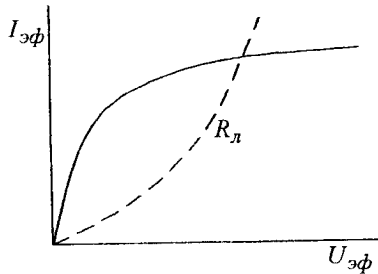


Рисунок 13.14 — ВАХ лампы накаливания и зависимость ее сопротивления от напряжения

Определим фактор отрицательной обратной связи, обусловленный цепочкой с инерционно-нелинейным элементом:

$$\beta = \frac{I \cdot R_{л}}{I(R + R_{л})} = \frac{R_{л}}{R + R_{л}};$$

если  $R \gg R_{л}$ , то  $\beta = \frac{R_{л}}{R}$ , причем  $R_{л} = f(U_{эф})$ .

В начале возбуждения выходное напряжение генератора мало, соответственно фактор ОС  $\beta$  будет очень мал, так как  $R_{л}$  мало, а коэффициент усиления усилителя — большой. По мере возрастания  $U_{вых}$  генератора будет увеличиваться  $\beta$  и уменьшаться коэффициент усиления усилителя, охваченного ООС. Это будет способствовать установлению баланса амплитуд при определенном установившемся эффективном напряжении генератора  $U_{выхэф}$  (см. рис.13.17), которое подключается ко входу цепочки с инерционно-нелинейным элементом. Это же выходное напряжение подключено и к RC цепочке с нулевым фазовым сдвигом, являющейся звеном положительной обратной связи генератора. Обе цепочки, первая из которых является звеном ПОС, вторая — звеном ООС, об-

разуют мост Вина (см. рис.13.15). Выходное напряжение моста ( $\dot{U}_{вых}$ ) подключают ко входу усилителя, а выходное напряжение усилителя — ко входу моста ( $\dot{U}_{вх}$ ) (Рис.13.15). Для того чтобы не грузить цепочку и не ухудшать ее частотных свойств используют усилители на полевых транзисторах или другие с высоким входным сопротивлением.

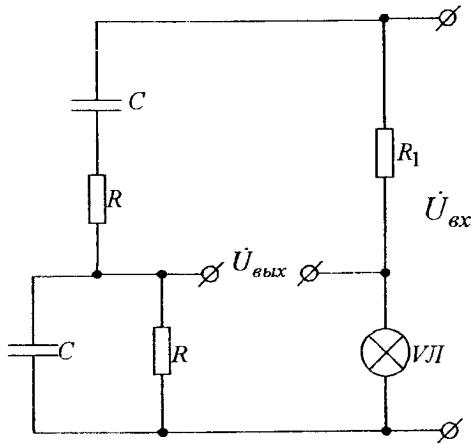


Рисунок 13.15 — Мост Вина

Принципиальная схема высокостабильного RC-генератора с мостом Вина приведена на рис.13.16. Баланс фаз обеспечивается нулевым фазовым сдвигом усилителя, поэтому в нем использованы два каскада по схеме включения с общим истоком. Отрицательная обратная связь с использованием лампы накаливания обеспечивается включением ее в исток первого усилительного каскада. Для обеспечения баланса амплитуд ввиду большого коэффициента усиления усилителя (несколько сотен)  $|\dot{\alpha}| = |\dot{\beta}| = \frac{1}{3}$ , поэтому в установившемся режиме  $\frac{R_{Л}}{R_1} = \frac{1}{3}$ .

Выходное напряжение генератора при включении (баланс амплитуд выполняется с запасом) и в установившемся режиме  $|K_{\beta}| |\alpha| = 1$  приведены на рис.13.17. Схема поддерживает постоянным эффективное выходное напряжение генератора при изменении внешних дестабилизирующих факторов и нагрузок на генератор. Так, например, при увеличении нагрузки на генератор ( $R_n \downarrow$ ) уменьшается выходное напряжение, вследствие этого уменьшается сопротив-

ление инерционно-нелинейного элемента (лампа накаливания), уменьшается  $\beta$  звена ООС, возрастает коэффициент усиления усилителя  $K_{\beta}$ , что влечет за собой увеличение выходного напряжения, следовательно, происходит стабилизация выходного напряжения генератора. Аналогичные процессы стабилизации происходят при уменьшении нагрузки, изменении температуры окружающей среды, напряжения питания и других внешних дестабилизирующих факторов.

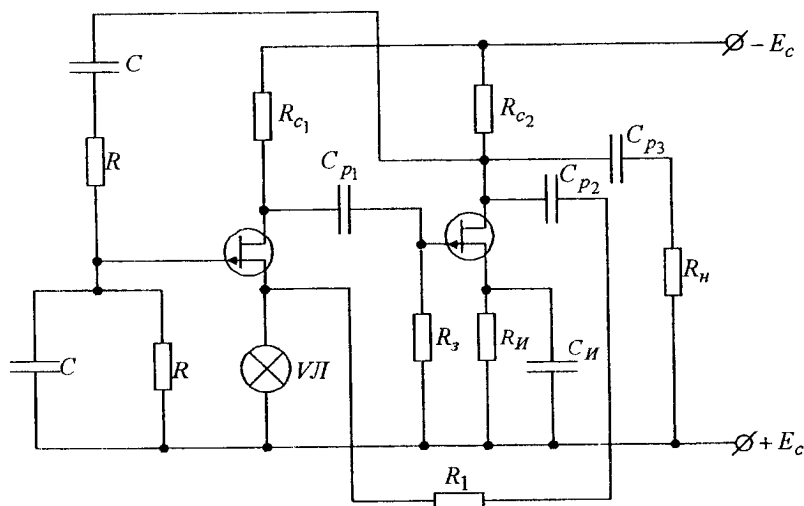


Рисунок 13.16 — Схема RC-генератора с мостом Вина

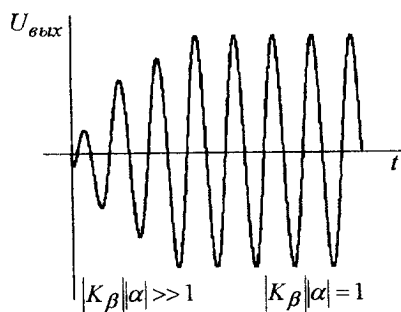


Рисунок 13.17 — Выходное напряжение генератора



### Вопросы к разделу 13

1. Назовите условия возбуждения RC-генераторов. Каково влияние запаса по возбуждению на форму выходного напряжения генератора?
2. Нарисуйте виды АФЧХ разомкнутой системы RC-генератора, соответствующие моменту включения генератора и установившемуся режиму. За счет чего (какого параметра) системы в установившемся режиме выполняется баланс амплитуд при начальном запасе по возбуждению ( $K\beta > 1$ )?
3. Как установить оптимальное значение параметра двойного T-образного моста  $n$  в генераторе? Как обеспечить согласование двойного T-образного моста с усилителем на биполярных транзисторах?
4. Постройте векторную диаграмму нулевой фазосдвигающей цепочки и докажите, что ее коэффициент передачи на частоте квазирезонанса равен  $\frac{1}{3}$ .
5. Нарисуйте структурную схему генератора со стабилизацией действующего значения выходного напряжения. Объясните работу генератора при увеличении (уменьшении) нагрузочного сопротивления.
6. Представьте схему моста Вина. Рассмотрите цепь отрицательной обратной связи с инерционно-нелинейным элементом типа лампы накаливания. Постройте зависимость коэффициента передачи звена обратной связи в зависимости от действующего значения выходного напряжения, увяжите эту зависимость со стабилизацией выходного напряжения генератора.

## Раздел 14 ПРИМЕРЫ РАСЧЕТОВ ПРОМЫШЛЕННЫХ СИСТЕМ ПОДЧИНЕННОГО УПРАВЛЕНИЯ

### 14.1 Структурный стохастический синтез контуров регулирования

На входы подсистем управления технологическими процессами разных иерархических уровней поступают полезные сигналы, которые нужно преобразовать по заранее заданному алгоритму. Известны алгоритмы: воспроизведения, масштабирования, интегрирования, дифференцирования, запаздывания и упреждения [21, 27]. Для более точного воспроизведения полезного сигнала нужно наивысшее быстродействие автоматической электронной системы. Однако в природе всегда существуют помехи, искажающие входной сигнал. Их природа разнообразна и может определяться ограниченными ресурсами системы управления, ограничениями управления, неточностью измерения параметров, конечной точностью элементной базы, из которой создаются системы управления, неадекватностью алгоритмов преобразования сигналов и т.д. Поэтому перед системой управления также стоит другая задача: не пропустить на выход помехи. Для этого быстродействие системы управления должно быть как можно ниже. Совсем не пропускает помехи система управления с нулевым быстродействием. Поэтому в промышленных условиях всегда возникает противоречивая задача выбора оптимального быстродействия по принципу «ТОРОПИСЬ МЕДЛЕННО».

Разделяют две принципиально разные задачи: **структурного и параметрического синтеза оптимальной системы** [21, 27, 28]. Решение задачи структурного синтеза более предпочтительно, но значительно сложнее, чем решение второй — задачи параметрического синтеза. В первом случае находится оптимальная по выбранному критерию структура системы, обеспечивающая выполнение заданного нами алгоритма преобразования, а затем вычисляются параметры такой системы. Установившаяся ошибка такой системы, состоящая из двух составляющих — от неполного воспроизведения сигнала и воспроизведения помехи — наименьшая, т.е. при определенных ограничениях нельзя построить лучшую систему управления для заданного класса алгоритмов преобразования, систем управления, выбранного критерия оптимальности и входных сигналов. Системы делятся на два

класса: линейные и нелинейные системы управления. Как критерий более всего часто применяют — минимум средней квадратичной ошибки — через его простоту. Входной стохастический сигнал рассматривается как стационарный и эргодический. Поэтому оптимальная система по критерию минимума среднего квадрата ищется в классе линейных систем для воспроизведения стационарного эргодического сигнала, зашумленного помехой в виде белого шума. Такая помеха представляет собой дельта-импульс, своего рода мгновенную вспышку, амплитуда которой мгновенно изменяется от бесконечности к нулю, является некоторой идеализацией реально действующих помех.

В задачах параметрического синтеза структура системы управления задана по условию. Из-за возможной структурной неоптимальности системы управления установившаяся ошибка больше, чем в случае оптимальной структуры системы. Решение задачи включает составление функционала ошибки системы управления и нахождение его минимума. Значение параметра контура регулирования, доставляющее минимум функционала, считается оптимальным.

Допущение стационарности и эргодичности входного сигнала позволяет использовать хорошо разработанный математический аппарат регрессионного и корреляционного анализов и значительно сократить объем необходимых вычислений. Для расчета довольно использовать простейшие аппроксимации автокорреляционных функций с затухающей одной периодической составляющей, когда полином спектральной плотности сигнала равняется четырем. Это минимальный порядок полинома, которым описывается случайный сигнал с одной периодической составляющей (одна резонансная частота колебаний сигнала). Когда периодическая составляющая отсутствует, то тогда порядок полинома равен двум. Такие примеры достаточно полно описаны в технической литературе. Более сложный сигнал можно рассматривать как комбинацию полиномов четвертой и второй степени.

Механизм возникновения стохастических сигналов в системах нижнего уровня управления АСУ ТП такой: существует два класса сигналов детерминированные на одном полюсе и стохастические на другом. Стохастические сигналы можно отнести к классу полезных сигналов или помех. Полезный сигнал допускает измерение реализации и вычисления его параметров. Но даже измеренный сиг-

нал может считаться помехой, если нельзя определить его параметры. Это не всегда зависит только от сигнала. Непрерывные сигналы измеряются дискретно. Например, если интервал выборки очень большой, то можно утратить информацию о параметрах стохастического сигнала, и он превращается в чисто случайный сигнал-помеху. Таким образом, от продолжительности интервала измерения зависит то, насколько удачно решается задача о выявлении особенностей стохастического сигнала.

Механизм возникновения стохастических сигналов можно представить следующим образом [20, 21, 29]. Наиболее распространенным чисто случайным сигналом является помеха, например белый шум — (дельта-импульс) в виде мгновенной вспышки, процессов включения-выключения, переключения схем и устройств. Когда такой чисто случайный сигнал поступает на вход конкретной схемы или устройства с сосредоточенными параметрами, то на выходе он трансформируется в другой — стохастический сигнал с определенными детерминированными свойствами, зависящими от постоянных параметров схемы или устройства. Например, если на вход инерционного звена первого порядка поступает случайный сигнал в виде помехи — белого шума, то сигнал на выходе представляет собой случайный сигнал без периодической составляющей, параметр затухания которого обратно пропорционален постоянной времени инерционного звена. Таким образом, помеха трансформировалась в стохастический сигнал. Такой сигнал складывается с сигналом, характеризующим технологический процесс.

Если помеха поступает на вход звена второго порядка, где имеются два «резервуара» для накопления энергии, то выходной случайный сигнал имеет резонансную периодическую составляющую. Две характеристики стохастического сигнала определяются не только уровнем помехи, но и, главное, параметрами динамического звена. Если такой сигнал снова поступит на вход звена определенного порядка, то порядок полинома выходного сигнала соответственно повысится. При аппроксимации возникает противоречивая задача. С одной стороны для повышения точности математической модели сигнала порядок полинома аппроксимации надо увеличивать, выявляя особенности стохастического сигнала. Но с другой стороны надо учитывать, что сигнал все же случаен, а увеличение порядка по-

линома значительно увеличивает сложность решения задачи, поэтому желательно порядок полинома понизить. Требуется выбрать «разумный» порядок полинома.

Имеет значение интервал дискретности измерений стохастического сигнала. Если интервал времени измерений выбран таким, что процесс практически не изменяется, то автокорреляционная функция остается практически неизменной. Например, в процессе доменной плавки изменения технологического процесса в течение секунд не приводят к ощутимым результатам. Поэтому интервал измерения выбирается в десятках минут. Однако в процессе прокатки интервал измерений может составлять десятые доли секунды. Если интервал выбран большим, то можно не уследить за возможными изменениями, и автокорреляционная функция будет белым шумом, когда взаимосвязь между смежными сечениями отсутствует.

Сигналы на входах систем управления представляют собой сумму полезного сигнала и помехи. Сигналы, поступающие на входы систем управления, описываются автокорреляционными функциями, которые аппроксимированы аналитическими функциями, полиномы спектральных плотностей которых имеют четный порядок: второй, четвертый и т.д.

Основной характеристикой случайного сигнала с периодической составляющей является степень регулярности, которая определяется как отношение резонансной гармонической составляющей к параметру затухания автокорреляционной функции. При большом значении степени регулярности ординаты сигнала оказываются сильно коррелированными, и реализация процесса становится похожей на гармонический сигнал, приближаясь к детерминированному при отсутствии помехи. Такие сигналы подробно рассмотрены в классической теории автоматического регулирования. При небольшом значении степени регулярности периодичность на резонансной частоте становится мало значимой, и сигнал приближается к стохастическому без периодической составляющей. Такие простые сигналы подробно описаны в теории случайных процессов. В реальных производственных условиях степень регулярности сигналов промышленных систем управления находится в границах от нуля до бесконечности [21, 27].

Доказано, что при использовании для аппроксимации оценок автокорреляционной функции сигнала с периодической составляющей, дифференцируемой

функции, между ординатой первого минимума и степенью регулярности существует нелинейная зависимость в виде [21]:

$$R(\tau_1) = \frac{\sqrt{\psi^2 + 1}}{\psi} e^{-\frac{\arctg \psi(2\pi - 1)(2\pi\psi^2 + 1) + \pi}{2\pi\psi}} \times \\ \times \sin \left[ \arctg \frac{\psi(2\pi + 1)}{2\pi\psi^2 + 1} + \pi + \arctg \psi \right],$$

где  $R(\tau_1)$  — ордината первого минимума автокорреляционной функции,  
 $\psi$  — степень регулярности сигнала.

Параметр затухания случайного сигнала равен

$$\mu = \left[ \arctg \frac{\psi(2\pi + 1)}{2\pi\psi^2 + 1} \right] / (2\pi\psi\tau_1),$$

где  $\tau_1$  — время достижения первого минимума автокорреляционной функции.

Для оценки отношения дисперсии сигнала и помехи в полосе сигнала используют оценки функций когерентности:

$$\alpha^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega}^{\omega} \frac{\Gamma^2(\omega)}{1 - \Gamma^2(\omega)} d\omega,$$

где  $\Gamma(\omega)$  — функция множественной когерентности сигналов на входе и выходе объекта.

Разработана методика расчета функций множественной и парной когерентности случайных процессов [21]. Функция множественной когерентности имеет вид

$$\Gamma^2(\omega) = 1 - [S_{yx}(\omega) S^i(\omega)]^{-1},$$

где  $S_{yx}(\omega)$  — расширенная матрица размерности  $(n+1)(n+1)$ ;

$S^i(\omega)$  —  $i$ -тый элемент главной диагонали  $[S_{\lambda\lambda}(\omega)]^{-1}$ .

$$S_{yx}(\omega) = \left[ \frac{A(2,2)B(2, n-1)}{C(n-1,2)F(n-1, n-1)} \right],$$

где  $A(2,2)$ ,  $B(2, n-1)$ ,  $C(n-1,2)$ ,  $F(n-1, n-1)$  — элементы расширенной матрицы  $S_{yx}(\omega)$ .

Оценка отношения дисперсии полезного сигнала и помехи является завышенной, так как не учитывает условия физической реализуемости системы, что эквивалентно относительному увеличению уровня помех. Для дифференцированного случайного сигнала с периодической составляющей спектральная плотность суммарного сигнала является произведением помехи и отношения полиномов, что характеризуется параметрами затухания и степенью регулярности соответственно суммарного и полезного сигналов. Получив спектральную плотность суммарного сигнала, можно рассчитать параметры спектральной плотности выходного сигнала, когда известна взаимная спектральная плотность полезного и выходного сигналов.

#### Структурный синтез контура воспроизведения сигнала на фоне помехи.

Передающая функция физически нереализуемой системы управления равна

$$W(p) = \frac{Y(p)}{X(p)} = \frac{S_{y\lambda}(\omega)}{S_x(\omega)},$$

где  $X(p)$ ,  $Y(p)$  — изображения по Лапласу входного суммарного и выходного сигналов;

$S_{y\lambda}(\omega)$  — взаимная спектральная плотность полезного и выходного сигналов;

$S_x(\omega)$  — спектральная плотность входного сигнала.

Для задачи воспроизведения полезного сигнала на фоне аддитивной помехи соответственно теореме Винера-Хинчина можно записать

$$S_{y\lambda}(p) = S_{\lambda}(p).$$

Получение физически реализуемой оптимальной по критерию минимума среднеквадратичной ошибки структуры управляемой системы предполагает выполнение еще двух операций: факторизации спектральной плотности зашумленного входного сигнала и сепарации отношения спектральных плотностей полезного сигнала и факторизованной спектральной плотности с корнями в правой полуплоскости параметра  $p$ . В этом случае уравнения Винера имеет вид

$$W(p) = [S_x^+(p)]^{-1} \left\{ S_\lambda(p) [S_x^-(p)]^{-1} \right\}_+,$$

где  $S_x(p) = S_x^+(p)S_x^-(p)$  — факторизация спектральной плотности входного сигнала;

$$\left\{ S_\lambda(p) [S_x^-(p)]^{-1} \right\}_+ \text{ — операция сепарации.}$$

Операция факторизации выполняется сравнительно просто. Для этого нужно найти корни полиномов спектральной плотности зашумленного сигнала (полюса и нули) и разложить полином на произведение простых множителей, которые отвечают левой (устойчивой) полуплоскости и правой (неустойчивой) полуплоскости параметра  $p$  (или соответственно верхней и нижней полуплоскостей параметра частоты). Математическую операцию сепарации — представления отношения спектральных плотностей сигнала и факторизованной спектральной плотности зашумленного сигнала с корнями в нижней полуплоскости плоскости частоты в виде суммы слагаемых и отбрасывания корней нижней полуплоскости выполнить значительно сложнее. Эта операция (своего рода «произвол») приводит к физически реализуемой системе управления, но расплатой за физическую реализацию является увеличение установившейся ошибки системы, которая минимизируется по определению. Существует два основных приема выполнения указанной операции: путем разложения дробно-рациональной функции отношения спектральных плотностей на сумму простых множителей (аналогично разложению при интегрировании дробно-рациональных функций) или путем обратного преобразования Лапласа указанного соотношения спектральных плотностей, интегрирования в комплексной полуплоскости параметра  $p$  с применением теоремы Коши о вычетах, и прямого преобразования Лапласа, сепарированного путем интегрирования выражения. В первом случае задача легко разрешима, если элементарные полиномы имеют первый порядок. В случае наличия периодических составляющих порядок полинома равен двум, когда корни комплексно сопряжены — один корень находится в верхней полуплоскости, другой в нижней. Их разделить нельзя, а потеря хотя бы одного корня недопустима. В этом случае необходимо применить второй способ.

Для этого найдем временную функцию отношения спектральных плотностей, как обратное преобразование Лапласа



$$U(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-i\omega}^{i\omega} \frac{S_{\lambda}(p)}{S_{xx}^{-}(p)} e^{pt} dp.$$

Интеграл вдоль бесконечной длины мнимой оси определяется интегралом по замкнутому контуру, который состоит из мнимой оси и дуги полуокружности бесконечного радиуса. Поэтому интеграл  $U(t)$  определили как сумму вычетов со всеми полюсами, которые находятся в левой и правой полуплоскостях параметра  $p$ .

Для времени  $t > 0$  преобразование Лапласа отвечает правой полуплоскости, что эквивалентно физически нереализуемой системе и функция времени равна нулю. Поэтому преобразование Лапласа выполнили для функции времени

$$U(t) = \begin{cases} U(t), & t \geq 0 \\ 0, & t < 0 \end{cases},$$

и получили сепарированное выражение, которое имеет все полюсы в левой полуплоскости и используется в формуле

$$\left[ \frac{S_{\lambda}(p)}{S_{xx}^{-}(p)} \right]_{+} = \int_0^{\infty} U(t) e^{pt} dt.$$

Если операция сепарации путем преобразований Лапласа и интегрирования в комплексной плоскости громоздка, то можно использовать упрощенное решение Ван-Триса, доказанное для случая, когда корни характеристических полиномов отношения спектральных плотностей действительные, и имеет вид [21]:

$$W(i\omega) = 1 - \frac{\sqrt{N}}{S_x^{+}(\omega)},$$

и приведено для случая действительных корней, когда  $\frac{\sqrt{N}}{S_x^{-}(\omega)} = 1$ .

Исключение операции сепарации отношения спектральных плотностей полезного сигнала и факторизованной спектральной плотности входного сигнала существенно упрощает синтез, что широко используется в инженерной практике и иногда приводит к одинаковым результатам, несмотря на внешние отличия расчетных формул.

Результаты структурного синтеза оптимальных контуров управления по отклонению и возмущению приведены в таблице 14.1. В общем виде структура оптимальной по критерию минимума среднеквадратичной ошибки передаточной функции замкнутой системы является дробно-рациональной функцией, которая соединяет два противоречивых процесса замедления и ускорения. Порядок полинома, который ускоряет (форсирует) процесс управления, на единицу меньше порядка характеристического полинома, замедляющего этот процесс. Порядок полином, который замедляет, равняется половине порядка характеристического полинома спектральной плотности полезного (суммарного) сигнала.

**Порядок расчетов структуры и параметров контуров регулирования нижнего уровня АСУ ТП.** В результате структурного стохастического синтеза полученные форсированные системы, в которых порядок полинома, определяющего форсированные свойства системы управления, на единицу меньше порядка полинома, определяющего свойства замедления процесса управления. Полезный сигнал является результатом прохождения несложных сигналов через динамические системы и описывается полиномами четвертого-восьмого порядков. Поэтому возникает необходимость выполнения декомпозиции полученного решения.

Общие принципы повышения с одной стороны быстродействия промышленных систем автоматического регулирования с помощью единичных отрицательных обратных связей и классических алгоритмов управления, а с другой ограничения быстродействия можно проиллюстрировать на примере расчета контуров регулирования многоконтурной системы подчиненного управления технологическими параметрами, рассмотренной в разделе 14.2.

Если объект регулирования безинерционный, то можно обеспечить сколь угодно большое быстродействие и величину ошибки контура регулирования. Однако, следует учитывать, что с ростом быстродействия увеличивается влияние помех, которые имеют различную природу (внутренние, внешние, явные, неявные и т.д.). Поэтому быстродействие контуров даже с безинерционными объектами необходимо ограничивать. Поэтому управляющее устройство должно иметь более сложный алгоритм преобразования.

Таблица 14.1 — Оптимальные структуры и параметры систем отображения сигналов

N	Нормированные спектральные плотности сигналов	Переменные состояния Y	Матрицы уравнений состояний		Параметры матриц		
			[A]	[B]	Коэффициент передачи k	Постоянные времени T, T <sub>1</sub> , с	Относительный коэффициент затухания
1	1/ω <sup>2</sup>	Y <sub>1</sub>	$\begin{bmatrix} - & 1 \\ & T \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} k \\ T \end{bmatrix}$	1	1/α	—
2	2μ/(ω <sup>2</sup> + μ <sup>2</sup> )				$1 - \frac{1}{\sqrt{2\alpha^2 + 1}}$	1/(μ√(2α <sup>2</sup> + 1))	—
3	1/ω <sup>4</sup>	Y <sub>1</sub>			1	T = 1/√α T <sub>1</sub> = √2T	0,707
4	μ <sup>2</sup> /(ω <sup>4</sup> + μ)				$1 - \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + \mu^2}}$	T = 1/(√(μ <sup>4</sup> α <sup>2</sup> + μ <sup>2</sup> )) T <sub>1</sub> = 1/(√(2μ(√(α <sup>2</sup> + μ <sup>2</sup> ) - √μ)))	—
5	$\frac{2\mu}{\omega^2(\omega^2 + \mu^2)}$				Y <sub>2</sub> = Y <sub>1</sub> - k(T <sub>1</sub> /T)x	$\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1/T^2 & -2\xi \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} kT_1/T^2 \\ 1/T^2(1 - 2\xi T_1/T) \end{bmatrix}$
6	$\frac{4\mu(\mu^2 + \beta^2)}{\omega^2 + 2(\mu^2 + \beta^2)\omega^2 + (\mu^2 + \beta^2)^2}$				$1 - \frac{\sqrt{\psi^2 + 1}}{\sqrt{\psi^2 + 1 + 4\alpha}}$	T = 1/(μ√((ψ <sup>2</sup> + 1)(ψ <sup>2</sup> + 1 + 4α <sup>2</sup> ))) T <sub>1</sub> = 2T(ξ - Tμ)/k ψ = β/μ	0,707 × $\sqrt{1 + \frac{1 - \psi^2}{\sqrt{(\psi^2 + 1)(\psi^2 + 1 + 4\alpha)}}$
7	1/ω <sup>6</sup>	Y <sub>1</sub> Y <sub>2</sub> = Y <sub>1</sub> - (T <sub>1</sub> /T <sub>2</sub> )x	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -1/T^2 & -T/T^2 & -T_1/T_2 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} k \frac{T_1}{T_2} \\ k \left( \frac{T}{T_2} - \frac{T_1}{T_1} \right) \\ k \left( \frac{1}{T_2} - \frac{T_1}{T_1} - \frac{T_1^2}{T_1^2} \right) \end{bmatrix}$	1	T = (α <sup>2</sup> + √(2α <sup>2</sup> - 1))/α <sup>3</sup> T <sub>1</sub> = (1 + √(2α <sup>2</sup> - 1))/α <sup>4</sup> T <sub>2</sub> = 1/α <sup>5</sup>	—
8	μ <sup>3</sup> /(μ <sup>6</sup> + ω <sup>6</sup> )	Y <sub>1</sub> = Y <sub>2</sub> - (T <sub>1</sub> /T <sub>2</sub> ) - (T <sub>1</sub> /T <sub>2</sub> <sup>2</sup> )x					$\frac{\beta^2 \sqrt{\beta}}{\sqrt{(\alpha^3 + \beta^3)^5}}$

Если объект управления — контур силы тока двигателя в простейшем случае описывается инерционным звеном первого порядка, то ее постоянная времени, ограничивающая скорость протекания электромагнитных процессов, определяется отношением индуктивности обмотки и активного сопротивления. Для обеспечения бесконечно большого быстродействия системы управления инерционным объектом необходимо подать импульс напряжения бесконечной амплитуды, которая уменьшается по экспоненте с постоянной времени  $T$ , т.е. обеспечить форсированный режим работы контура регулирования.

Поэтому в реальных системах, которые имеют ограниченные ресурсы управления, абсолютная компенсация неосуществима. Тем не менее, если применяется безинерционный регулятор, то при малых приращениях выходной величины объекта принципиально возможная степень компенсации приближается к абсолютной. Однако при такой степени компенсации контур регулирования становится весьма чувствительным к помехам.

Поэтому даже в том случае, когда объект регулирования с удовлетворительной точностью может быть представлен аperiodическим звеном, степень приближения компенсации к абсолютной ограничивается пределом, при котором полоса пропускания замкнутого контура обеспечивает его помехозащищенность. Полоса пропускания контура регулирования тока должна быть ограничена действием помехи. Поэтому замкнутая система автоматического регулирования силы тока может быть в простейшем случае описана инерционным звеном первого порядка. Последнее условие, в частности, может быть удовлетворено применением пропорционально-интегрального регулятора. В рассмотренном случае результатом компенсации явилась замена в разомкнутом контуре аperiodического звена с постоянной времени  $T$  интегрирующим звеном с постоянной времени  $T_0$ .

Полоса пропускания такого контура определяется относительным уровнем помех, который определяется многими факторами: точностью параметров элементной базы системы управления, малыми постоянными времени объекта, ошибками измерения регулируемых параметров, ошибками моделей технологических процессов, по которым ведется процесс регулирования (алгоритмы преобразования). Например, серия электронных компонентов Е6 обеспечивает точность 20%, Е12 — 10%, Е24 — 5% и т.д. Уменьшение ошибки приводит к удорожанию устройства и неудобствам применения

для решения инженерных задач из-за увеличивающегося числа компонентов из 6 наименований до 24.

Для расчета оптимальных параметров целесообразно применить методы структурного стохастического синтеза оптимальных по критерию минимума среднеквадратичной ошибки. Такие системы управления обеспечивают оптимальное быстродействие в условиях действия помех. Для нахождения оптимального закона управления выполняют декомпозицию полученного решения. Самый простой способ размыкания замкнутой системы автоматического регулирования. Рассмотрим простейшие примеры.

Оптимальной структурой системы, предназначенной для воспроизведения сигнала без периодической составляющей, является инерционное звено первого порядка. Параметр затухания случайного процесса изменения технологического параметра имеет размерность частоты, а постоянная времени — размерность времени, поэтому произведение безразмерно. Чем больше относительный уровень помех, тем инерционнее система управления. Передаточная функция разомкнутой системы регулирования представляет собой интегрирующее звено.

Если объект регулирования состоит из двух последовательно включенных апериодических звеньев с постоянными времени  $T_1$ ,  $T$  и единичными коэффициентами передачи, то есть

$$W(p) = (1/(Tp + 1))(1/(T_1p + 1)),$$

то компенсация постоянных времени этих звеньев может осуществляться пропорционально-интегрально-дифференциальным (ПИД) регулятором с передаточной функцией

$$W(p) = ((Tp + 1)(T_1p + 1))/T_0p.$$

Компенсация регулятором постоянных времени замедления объекта приводит к аналогичным результатам.

При управлении промышленными объектами регулирования настройка регулятора выполняется так, чтобы с одной стороны увеличить быстродействие контура регулирования компенсацией большой постоянной времени, а с другой замедлить систему, ограничив быстродействие уровнем помех — малых (некомпенсируемых) постоянных времени и свести к ним уровень большой постоянной времени с помощью регулирова-

ния. Поэтому выбор постоянной времени интегрирования зависит от малой некомпенсируемой постоянной, оценка которой известна, и критерия оптимизации. Методику настройки контуров регулирования можно совершенствовать, используя результаты структурного стохастического синтеза помехоустойчивых управляемых систем.

Например, в металлургических процессах получили распространение аппроксимации корреляционных функций затухающими функциями с одной эквивалентной периодической составляющей. Тогда порядок полинома спектральной плотности имеет четыре корня, два комплексно-сопряженных, а оптимальная система определяется форсированным звеном второго порядка. Передаточная функция имеет вид:

$$W(p) = \frac{k(T_1 p + 1)}{(T^2 p^2 + 2\xi T p + 1)}.$$

Параметры приведены в таблице 14.1.

Когда коэффициент передачи приближается к единице, ее размыкание приводит к передаточной функции

$$W(p) = \frac{T_1 p + 1}{T_3 p (T_4 p + 1)},$$

где постоянные времени, умноженные на параметр угасания, равны

$$\begin{aligned} T_3 \mu &= (T \mu)^2; \\ T_4 \mu &= 0,5. \end{aligned}$$

Функция представляет собою очень распространенный ПИ-закон регулирования с пропорциональной и интегральной составляющими.

Указанные параметры зависят, прежде всего, от степени регулярности сигнала как отношения резонансной частоты к параметру затухания автокорреляционной функции и относительного уровня помехи. Если степень регулярности сигнала определить сравнительно просто, например, по графику автокорреляционной функции, то относительный уровень помехи зависит как от внешних помех, так и внутренних параметров, например, величины некомпенсируемых постоянных времени.

Представляет интерес граничная задача воспроизведения гармонического сигнала при отсутствии помехи. Оптимальным преобразованием в разомкнутом

состоянии является форсированная двукратно-интегрирующая система управления, постоянная времени которой обратная величине частоты сигнала.

#### 14.2 Обобщенная структура системы подчиненного управления и принципы оптимизации контуров регулирования

Автоматизированные электроприводы, являясь исполнительными устройствами систем управления, должны обеспечивать требуемые режимы работы прокатных станков, отличающихся большим разнообразием используемых механизмов и технологических процессов. Разные и подчас очень сложные технологические требования, предъявляемые к исполнительным двигателям, могут быть выполнены только с применением современных средств автоматического регулирования, в частности, применением локальных систем автоматизации. Эти системы преимущественно с жесткой логикой работы и используют аналоговые регуляторы на операционных усилителях.

Системы подчиненного регулирования характеризуются каскадным включением регуляторов, количество которых соответствует количеству регулируемых параметров технологического объекта, например в электроприводе, такие, как ток и напряжение якоря, частота вращения вала двигателя, положения механизма. Обобщенная структурная схема системы, построенной по принципу последовательной коррекции параметров объекта, представленная на рис. 14.1. На выходе регулятора каждого из контуров сравниваются сигналы, пропорциональные заданному и действительному значениям выходной координаты данного контура, а выходное напряжение регулятора служит задающим сигналом для следующего контура.

В рассмотренных системах параметры (координаты) объекта управления выбраны таким образом, что содержат, как правило, только одну «большую» постоянную времени, которую можно компенсировать действием регулятора, и приведенную малую постоянную времени, которую компенсировать невозможно (эквивалентную некоторому уровню помехи), обучловленную допустимым быстродействием контура. Такой подход значительно облегчает синтез контуров регулирования каждого параметра (координаты) системы и разрешает применять однотишные регулирующие элементы. Важным достоинством данной структуры является также возможность простыми средствами осуществлять ограничения каждой из координат системы. Для этого достаточно ог-

раничить на соответствующем уровне задание данной координаты. В зависимости от конкретных условий пределы ограничения могут быть неизменными или изменяться по заданному закону.

Каждый контур системы регулирования, показанной на рис. 14.1, может быть структурно разделен на два звена — регулятор и объект регулирования. Объект регулирования включает в себя входное звено данного контура и замкнутый контур регулирования, внутренний по отношению к данному контуру. Передаточная функция объекта регулирования, например, второго контура, запишется в виде

$$W'_{02}(p) = W_{02}(p)W_{31}(p) = W_{02}(p) \frac{W_{pez1}(p)W_{01}(p)}{W_{pez1}(p)W_{01}(p) + 1}, \quad (14.1)$$

где  $W_{02}(p)$  — передаточная функция собственно объекта 2-го контура;

$W_{01}(p) = W'_{01}(p)$  — передаточная функция объекта 1-го контура;

$W_{pez1}(p)$  — передаточная функция регулятора 1-го контура;

$W_{31}(p)$  — передаточная функция замкнутого 1-го контура.

Заметим, что в рассмотренном примере внутренним из соподчиненных контуров является 1-й контур, для которого передаточная функция объекта регулирования  $W'_{01}(p)$  совпадает с передаточной функцией  $W_{01}(p)$  собственно объекта.

В общем случае для передаточной функции объекта  $i$ -го контура имеем

$$W_{0i}(p) = W_{0i}(p)W_{3(i-1)}(p). \quad (14.2)$$

Рациональные законы управления в каждом случае определяются технологическими требованиями с учетом ограничений в электрической и механической части привода (перегрузочная способность двигателей, их нагревание, допустимая по условиям коммутации на коллекторе скорость нарастания тока, величины ускорений и ударов, допускаемые конструкцией механизма, и т.п.). Указанные факторы в совокупности с видом возмущения (по заданию или по нагрузке) определяют рациональные законы изменения, как выходной, так и ряда промежуточных координат системы. Расчет параметров системы подчиненного регулирования производится путем последовательной (от  $i = 1$  до  $i = n$ ) оптимизации отдельных контуров. Под оптимизацией будем понимать приведение передаточной функции замкнутого контура в соответствии с поставленными требованиями.



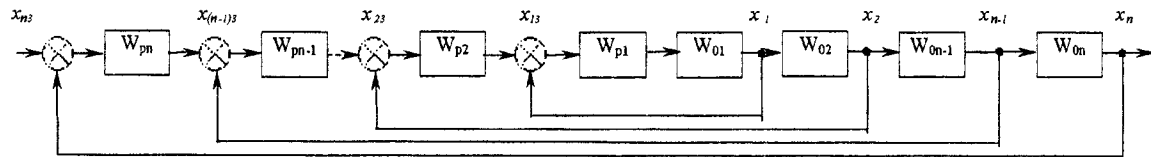


Рисунок 14.1 — Структурная схема  $n$ -контурной системы подчиненного управления технологическими параметрами

Передаточная функция (14.2) объекта оптимизируемого контура при определенных рассматриваемых ниже допущениях может быть сведена к виду

$$W'_0(p) = W_{o.k}(p) \frac{1}{\Pi(p\tau + 1)}. \quad (14.3)$$

Здесь множитель  $W_{o.k}(p)$  отвечает звеньям, действие которых компенсируется регулятором. Второй множитель представляет собой произведение передаточных функций эквивалентных апериодических звеньев, действие которых принципиально не может быть скомпенсировано в силу их физической природы, а также реальных апериодических звеньев, компенсация действия которых для данных условий нецелесообразна. Заметим, что первая группа звеньев определяет принципиально достижимый предел быстродействия системы.

Обычно постоянные времени  $\tau$  или их сумма малы по сравнению с постоянными времени, входящими в множитель  $W_{o.k}(p)$  уравнения (14.3). Поэтому некомпенсируемые постоянные принято называть также малыми, а компенсируемые — большими постоянными времени.

В качестве примера рассмотрим сначала простейший случай, когда объект регулирования представляет собой апериодическое звено

$$W'_0(p) = W_{o.k}(p) = \frac{K}{pT + 1}, \quad (14.4)$$

где  $K$  и  $T$  — соответственно коэффициент усиления и постоянная времени звена.

Очевидно, что для осуществления компенсации постоянной времени, т.е. трансформации апериодического звена в безинерционное, регулятор, включенный последовательно с объектом, должен был бы иметь передаточную функцию идеального форсирующего звена

$$W_{pez}(p) = Tp + 1. \quad (14.5)$$

Физически это означает, что для мгновенного изменения выходной величины инерционного звена на его вход необходимо подать импульс напряжения бесконечной амплитуды. Поэтому в реальных системах, имеющих ограниченные ресурсы управления, абсолютная компенсация приращения неосуществима. В системе с безинерционным регулятором возможно приближение к абсолютной компенсации при малых приращениях. Однако при такой компенсации контур регу-

лирования становится весьма чувствительным к помехам. Для уменьшения влияния помехи быстродействие контура надо уменьшать.

Поэтому даже в том случае, когда объект регулирования с удовлетворительной точностью может быть представлен аperiodическим звеном, степень приближения компенсации к абсолютной ограничивается условиями обеспечения помехозащищенности замкнутого контура путем выбора допустимой полосы пропускания. Последнее условие, в частности, может быть удовлетворено применением пропорционально-интегрального регулятора с передаточной функцией

$$W_{\text{рег}}(p) = \frac{pT_{o.c} + 1}{pT_0K} = \frac{T_{o.c}}{T_0K} + \frac{1}{pT_0K}. \quad (14.6)$$

При условии  $T_{o.c} = T$  передаточные функции разомкнутого и замкнутого контуров соответственно имеют вид:

$$W_{\text{раз}}(p) = W_{\text{рег}}(p)W_{o.k}(p) = \frac{1}{pT_0}; \quad (14.7)$$

$$W_z(p) = \frac{1}{pT_0 + 1}, \quad (14.8)$$

а статическая ошибка замкнутого контура сводится к нулю. Параметр  $T_0$  — постоянная времени интегрирования контура. При  $T_0 \rightarrow 0$  первый член передаточной функции (14.6) регулятора стремится к бесконечности, т.е. компенсация постоянной приближается к абсолютной.

В рассмотренном случае произошла замена постоянной времени  $T$  аperiodического звена разомкнутого контура на постоянную времени  $T_0$  интегрирующего звена. Компенсацию, удовлетворяющую условию  $T_{o.c} = T$ , называют точной компенсацией.

Если объект регулирования состоит из двух последовательно включенных аperiodических звеньев с постоянными времени  $T_1$ ,  $T_2$  и коэффициентами усиления  $K_1$ ,  $K_2$ , то есть

$$W_{o.k}(p) = \frac{K_1K_2}{(pT_1 + 1)(pT_2 + 1)} = \frac{K}{(pT_1 + 1)(pT_2 + 1)}, \quad (14.9)$$

компенсация постоянных времени этих звеньев может осуществляться пропорционально-интегрально-дифференциальным (ПИД) регулятором с передаточной функцией

$$W_{\text{рег}}(p) = \frac{(pT_1 + 1)(pT_2 + 1)}{pT_0K} = \frac{T_1 + T_2}{T_0K} + p \frac{T_1T_2}{T_0K}. \quad (14.10)$$

Поскольку реальные объекты регулирования имеют как большие, так и малые постоянные времени, в результате компенсации большой постоянной времени, входящей в сомножитель  $W_{o.k}(p)$  уравнения (14.3), передаточная функция разомкнутого контура приводится к виду

$$W_{\text{раз}}(p) = \frac{1}{pT_0 \prod(p\tau + 1)}. \quad (14.11)$$

В теории систем подчиненного управления обычно выполняют замену произведения постоянных на их сумму, считая погрешность незначительной. Поскольку речь идет о приведенных помехах, то рассматривается аддитивная вместо мультипликативной помехи, которое в технических приложениях вполне допустимо, поэтому без большой погрешности можно принять

$$\prod(p\tau + 1) \approx p \sum \tau + 1 = p\sigma + 1, \quad (14.12)$$

где  $\sum \tau = \sigma$  — сумма малых некомпенсируемых постоянных времени.

Тогда

$$W_{\text{раз}}(p) = \frac{1}{pT_0(p\sigma + 1)}. \quad (14.13)$$

Передаточная функция замкнутого контура

$$W_3(p) = \frac{1}{pT_0(p\sigma + 1) + 1} = \frac{1}{p^2\sigma T_0 + pT_0 + 1}. \quad (14.14)$$

Полагая в общем случае

$$T_0 = \alpha\sigma, \quad (14.15)$$

где  $\alpha$  — коэффициент, зависящий от выбранной степени демпфирования, для разомкнутого контура получим:

$$W_{\text{раз}}(p) = \frac{1}{p\alpha\sigma(p\sigma + 1)}. \quad (14.16)$$

Соответственно для замкнутого контура

$$W_s(p) = \frac{1}{p\alpha\sigma(p\sigma + 1) + 1}. \quad (14.17)$$

Разомкнутый контур, содержащий одну большую и несколько малых постоянных времени, заменен замкнутым контуром, описываемым дифференциальным уравнением того же порядка, но с меньшей постоянной  $T_0 = \alpha\sigma$ . Величина постоянной определяется суммой некомпенсируемых постоянных  $\sigma$  и выбранной степени демпфирования.

На основании (14.3) и (14.12) передаточная функция объекта регулирования может быть представлена в виде

$$W'_0(p) = \frac{W_{o.k.}}{p\sigma + 1}. \quad (14.18)$$

Искомая передаточная функция регулятора с учетом (14.16) и (14.18) определяется из уравнения

$$W_{pez}(p) \frac{W_{p\alpha\sigma}(p)}{W'_0(p)} = \frac{1}{W_{o.k.}(p)p\alpha\sigma}. \quad (14.19)$$

**Ограничения производных от координат системы.** В реальных системах регулирования ограничивают пределы изменения производных от отдельных координат по времени. Это ограничение может осуществляться тремя разными способами.

Первый способ основан на измерении производной  $\dot{p}x$  данной координаты  $x$  и сравнении этой производной с ее заданным значением, уровень которого ограничивается звеном с насыщением. Такой способ требует введения в систему регулирования дополнительного контура с регулятором производной. Однако в некоторых случаях применения данного способа не приводит к увеличению числа контуров и количества регуляторов системы, поскольку сигналы обратной связи, пропорциональные производным отдельных координат, уже имеются в основной структуре.

Второй способ так же, как и первый, предусматривает введение дополнительного контура для ограничения производной, но с той разницей, что сравниваются заданное и действительное значения самой координаты, а не ее производной.

Ограничение производной осуществляется путем регламентации темпа изменения этой координаты с помощью интегрального регулятора и звена с насыщением на его входе.

Третий способ отличается от второго тем, что цепь ограничения производной охвачена обратной связью по заданному  $x$ , а не действительному значению  $x$  исходной координаты контура.

Сравнивая рассмотренные способы ограничения производных, отметим следующее: первый способ (если исключить из обсуждения оговоренные выше случаи) требует для своей реализации наибольшего количества элементов и связан с необходимостью выполнения дополнительной операции дифференцирования.

Второй способ находит применение в тех случаях, когда можно обойтись без операции дифференцирования, но ограничение производной должно осуществляться при возмущении, как по заданию, так и по нагрузке. Этот способ может использоваться, например, для ограничения производной тока якоря двигателя.

Третий способ применяют для регламентации темпа разгона и замедления привода. Этот способ реализуют с помощью так называемого «задатчика интенсивности».

### 14.3 Примеры расчетов параметров регуляторов силы тока, частоты вращения и положения механизма

**Регулирования силы тока.** Внутренним контуром системы регулирования электропривода, с которого начинают расчет параметров системы, является контур регулирования тока якоря. Структурная схема замкнутого внутреннего контура регулирования силы тока якоря двигателя выполнена в виде двухконтурной системы регулирования, которая, в основном, реализуется в аналоговом виде [27] (см. рис. 14.2).

Эта схема соответствует общему случаю, когда система фазового управления обладает инерционностью, а цепь регулирования содержит фильтры. Принято, что система фазового управления и регулятор с фильтрами в первом приближении могут быть аппроксимированы аperiодическими звеньями с постоянными времени  $T_y$  и  $T_\mu$ .

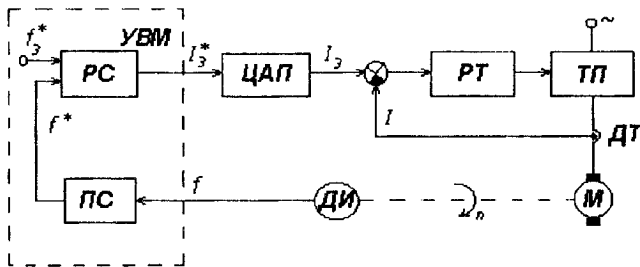


Рисунок 14.2 — Структурная схема двухконтурной системы регулирования силы тока якорной цепи и частоты вращения двигателя

При безинерционной системе фазового управления и отсутствии фильтров наименьшая величина постоянной времени интегрирования контура тока составляет  $T_m = T_n$ . Если формально принять, что контур при этом построенный по условию «Betrags-оптимума», то эквивалентная величина «нескомпенсированной»

постоянной времени  $T_\mu = \frac{T_m}{a} = \frac{T_n}{2}$ .

В структурной схеме разомкнутой цепи регулирования тока отброшена внутренняя обратная связь по ЭДС двигателя. Погрешности, внесенные таким допущением, будут оценены ниже. В отличие от обобщенной схемы с единичными обратными связями реальный объект регулирования содержит также звено обратной связи с коэффициентом передачи  $K_m$ . Передаточная функция регулятора определяется из уравнения (14.19). В рассматриваемом случае члены, входящие в уравнение, представляют собой

$$\sigma = T_\mu; \quad a = a_m. \quad (14.20)$$

С учетом этого получим:

$$W_{p.m}(p) = \frac{(pT_\sigma + 1)(pT_y + 1)}{pa_m T_\mu \frac{K_{a.n} K_m}{R_\sigma}}. \quad (14.21)$$

Уравнению (14.21) отвечает ПИД регулятор. В дальнейшем рассматриваются системы с безинерционным фазовым управлением ( $T_y = 0$ ). При этом регулятор тока имеет пропорционально-интегральную (ПИ) характеристику

$$W_{p,m}(p) = \frac{pT_3 + 1}{pa_m T_\mu \frac{K_{s.n} K_m}{R_3}}. \quad (14.22)$$

Постоянная времени интегрирования контура тока  $T_m = a_m T_\mu$ . Обычно принимается  $a_m = 2$ .

Структурная схема разомкнутой цепи регулирования тока с передаточной функцией регулятора согласно (14.22) отвечает рис.14.2. Схема ПИ-регулятора тока может быть выполнена на операционном усилителе.

Постоянная времени интегрирования регулятора

$$T_i = T_m K_{s.n} K_m / R_3 = R_{3.m} C. \quad (14.23)$$

Постоянная времени обратной связи регулятора

$$T_{o.c} = T_3 = R_{o.c} C = L_3 / R_3, \quad (14.24)$$

где  $R_{o.c}$  и  $C$  — сопротивление и емкость цепи обратной связи регулятора.

Передаточный коэффициент обратной связи по току

$$K_m = K_{\delta.m} R_{3.m} / R_m, \quad (14.25)$$

здесь  $R_{3.m} / R_m$  — коэффициент приведения напряжения обратной связи по току к цепи задающего сигнала регулятора;

$R_{3.m}$  и  $R_m$  — входные сопротивления регулятора по каналам задачи и обратной связи по току;

$K_{\delta.m} = K_u K_\delta$  — передаточный коэффициент измерителя тока, В/А,

где  $K_u$  — коэффициент передачи шунта, В/А;

$K_\delta$  — коэффициент усиления датчика тока.

Из (14.23) и (14.25) получаем:

$$R_m = T_m \frac{K_{s.n} K_{\delta.m}}{C R_3} = T_m \frac{R_{o.c} K_{s.n} K_{\delta.m}}{L_3}. \quad (14.26)$$



Уравнения (14.23) и (14.26) позволяют найти параметры регулятора тока. Величина сопротивления  $R_{з.м}$  не влияет на характер переходного процесса в контуре тока. Характер этого процесса при точной скомпенсированной электромагнитной постоянной времени  $T_з$  определяется только действием пропорциональной части регулятора, которая характеризуется отношением  $K_{\delta m} R_{о.с}/R_m$ .

Постоянная времени  $T_{о.с}$  обратной связи регулятора тока может быть подобрана с помощью осциллограмм нарастания тока в разомкнутом контуре регулирования при заторможенном двигателе и подаче на вход контура скачка задающего напряжения  $U_{з.м}$ .

В соответствии с изложенным выше, разомкнутая цепь регулирования при отсутствии компенсации ( $T_{о.с} = 0$ ) содержит одно интегрирующее и два апериодических звена с постоянными времени  $T_з$  и  $T_\mu$ .

Передачная функция замкнутого контура регулирования тока имеет вид:

$$W_{m.з}(p) = \frac{I(p)}{U_{з.м}(p)} = \frac{1}{pT_m(pT_\mu + 1) + 1} \frac{K_m}{K_m} \quad (14.27)$$

Задающее напряжение регулятора связано с заданным значением тока двигателя соотношением

$$U_{з.м} = K_m I_з. \quad (14.28)$$

Из уравнений (14.27) и (14.28) может быть получено выражение для передаточной функции замкнутого контура регулирования тока в безразмерных единицах

$$W'_{m.з}(p) = \frac{I(p)}{I_з(p)} = \frac{1}{pT_m(pT_\mu + 1) + 1} \quad (14.29)$$

Поскольку фактической входной величиной цепи регулирования тока является задающее напряжение  $U_{з.м}$ , то при расчете последующих контуров следует пользоваться уравнением (14.27).

Отметим, что при настраивании контура тока по реакции на скачок задания непрерывность выпрямленного тока в исходном состоянии системы является необходимым условием правильного подбора параметров регулятора. Если это ус-

ловие не выполняется, в зависимости от величины «люфта» регулировочной характеристики преобразователя и величины скачка задания, передаточный коэффициент пропорциональной части регулятора тока оказывается существенно избыточным.

Постоянная  $T_\mu$  представляет собой некоторую эквивалентную величину, которая служит мерой для выбора постоянной времени интегрирования контура тока  $T_m = a_m T_\mu$ , удовлетворяющей принятому условию оптимизации замкнутого контура.

Постоянная времени обратной связи регулятора  $PT$ , в соответствии с изложенным выше, была установлена равной  $T_{oc} = T_3 = 0,046$  сек.

Постоянная времени  $T_m = a_m T_\mu$  изменялась с помощью сопротивления цепи обратной связи по току. Одновременно с этим уровень входного напряжения  $U_{3,m}$  выбирался таким, чтобы сохранить установившееся значение тока двигателя.

**Регулирование частоты вращения вала двигателя.** Наиболее высокие требования к системе предъявляют электроприводы, которые работают в режиме стабилизации частоты вращения вала или изменения ее по заданной программе. Системы регулирования таких электроприводов выполняются, как правило, с обратной связью по частоте вращения вала двигателя. При более простых требованиях целесообразно выполнять системы с обратной связью по ЭДС двигателя.

Регулирующий усилитель контура частоты (регулятор частоты) имеет пропорциональную или пропорционально-интегральную характеристику. В зависимости от характеристики регулятора системы обладают астатизмом первого или второго порядка. Иногда их также называют системами классов 1 и 2 или по числу интегрирующих звеньев во внешнем контуре однократно- и двукратноинтегрирующими. Такие контуры бывают как аналоговыми, так и цифровыми.

#### ***а) Однократная система с обратной связью по частоте.***

Принципиальная схема реверсивного ионного электропривода с однократноинтегрирующей системой регулирования частоты представлена на рис.14.3. Регулятор  $РЧ$  имеет пропорциональную характеристику. Его выходное напряжение поступает на вход пропорционально-интегрального регулятора тока  $РТ$ , задавая величину тока двигателя.

**б) Однократноинтегрирующая система с обратной связью по ЭДС.**

При отсутствии высоких требований к точности поддержки частоты вращения для электроприводов без регулирования потока возбуждения двигателя можно не применять тахогенераторы, используя обратную связь по ЭДС двигателя.

$$U_{\partial,з} = K_n K_{\partial,з} / (pT_a + 1) E(p),$$

где  $K_n$  — коэффициент делителя напряжения двигателя;

$K_{\partial,з}$  — статический коэффициент передачи датчика ЭДС по входу по напряжению.

**в) Двукратноинтегрирующая система с обратной связью по частоте вращения.**

Двукратноинтегрирующая система регулирования частоты вращения структурно может быть представлена в виде трехконтурной системы.

Передаточная функция регулятора частоты вращения

$$W_{p,c}(p) = \frac{(pb_c a_c T_m + 1) T_m K_m C_\Phi}{pb_c a_c^2 T_m^2 K_c R_s}. \quad (14.30)$$

Пропорциональная часть передаточной функции (14.30)

$$\frac{T_m K_m C_\Phi}{a_c T_m K_c R_s} = \frac{R_{o,c}}{R_{s,c}} = K_{p,c}$$

равна передаточному коэффициенту регулятора частоты вращения в однократноинтегрирующей системе.

Постоянные времени обратной связи регулятора и фильтра на входе системы

$$T_{o,c} = R_{o,c} C = b_c a_c T_m = T_\Phi. \quad (14.31)$$

Синтез двукратноинтегрирующих систем может быть сведен к последовательной оптимизации контуров, выбор коэффициентов при условии оптимума по модулю  $a_c = b_c = 2$  приводит к «симметричному оптимуму», который впервые предложил К.Кесслер.

В этом случае (при  $a_c = b_c = 2$ ) уравнение (14.31) принимает вид:

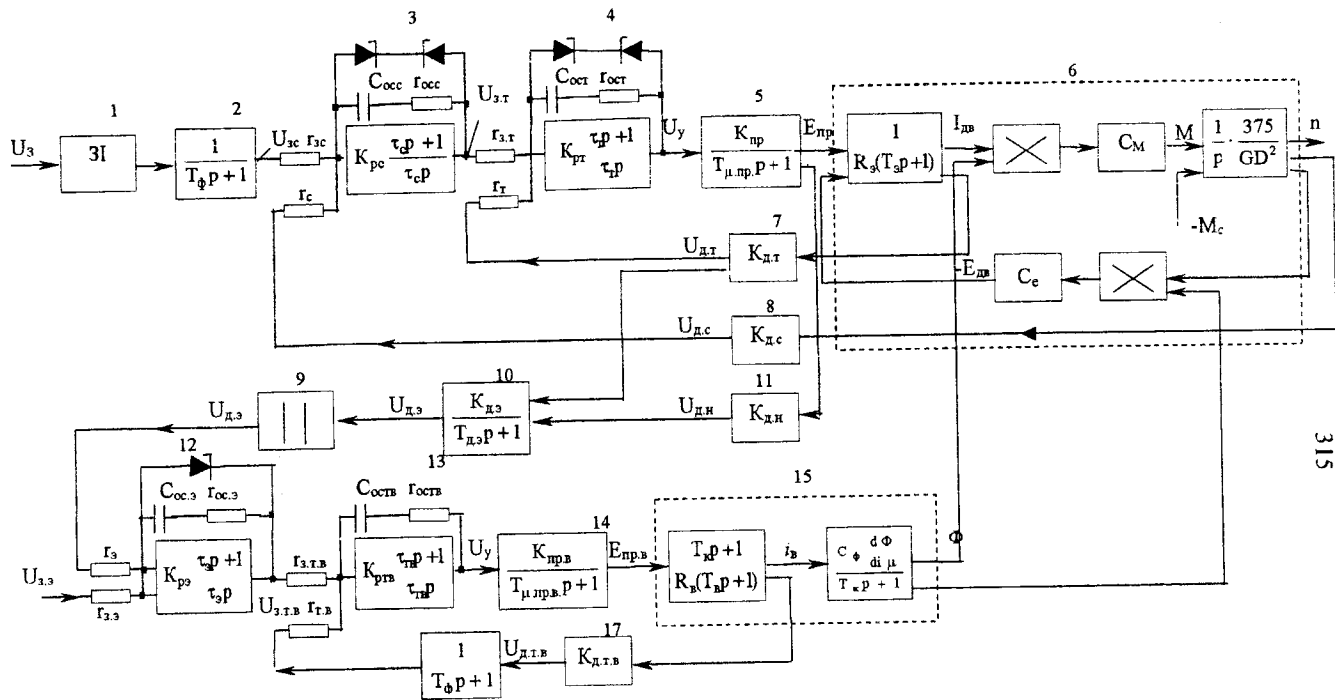


Рисунок 14.3 — Структурная схема управления электроприводом чистой клетки прокатного стана  
 1 — задатчик интенсивности; 2 — инерционное звено; 3 — регулятор частоты; 4 — регулятор тока; 5, 14 — вентиляльные преобразователи; 6 — якорная цепь двигателя; 7 — датчик тока; 8 — датчик частоты; 9 — модуль ЭДС; 10 — датчик ЭДС; 11 — датчик напряжения; 12 — регулятор ЭДС; 13 — регулятор тока возбуждения; 15 — возбуждение двигателя; 16 — компенсация действия вихревых токов; 17 — датчик тока возбуждения

$$W_{p.c.}(p) = \frac{4pT_m + 1}{8p \frac{T_m^2}{T'_m}}$$

где  $T'_m = T_m \frac{K_m C_3 \phi}{K_c R_3}$  — «большая» постоянная времени объекта.

Из указанного уравнения видно, что в отличие оптимизации по модулю, где постоянная  $T_{o.c.}$  обратной связи регулятора равняется постоянной времени объекта (точная компенсация), при симметричном оптимуме  $T_{o.c.}$  выбирается равной учетверенному значению «малой» постоянной времени объекта регулирования. Отметим, что при проектировании вентильных электроприводов применения симметричного оптимума целесообразно для систем стабилизации частоты вращения, а в ряде случаев — для систем регулирования положения.

**Регулирования положения.** Выходная координата системы  $S$  в общем случае представляет собой линейное или угловое перемещение приводимого механизма. Соответственно коэффициент  $C$  связывает угол поворота вала двигателя (в оборотах) с выходной координатой и включает в себя как переводной коэффициент в угловую или линейную меру, так и коэффициент силового передаточного звена.

Регулятор положения в общем случае соединяет функции ограничения предельного уровня задача частоты вращения и нелинейного преобразования сигнала рассогласования по положению. В зависимости от величины начального рассогласования на входе системы различают режимы отработки малых, средних и больших перемещений. Под малыми перемещениями подразумеваются такие, при которых ускорения повода не достигает установившегося значения, обусловленного задатчиком интенсивности либо узлом ограничения предельного тока двигателя.

Средние перемещения характеризуются наличием участков установившегося ускорения, большие — наличием участков установившейся частоты вращения.

#### **а) Система с линейным регулятором положения**

**Зона малых перемещений.** При настройке системы с линейным регулятором положения из условия работы в зоне малых перемещений параметры системы определяются по приведенной ниже методике.

Внутренними контурами системы регулирования являются контуры тока и частоты вращения, рассмотренные выше. В соответствии со структурной схемой на рис.14.1 и выражением (14.30) для передаточной функции замкнутого контура регулирования частоты члены, входящие в (14.23), имеют вид:

$$\sigma = a_c T_m; W_{o.k}(p) = \frac{K_{n.n} K_n C}{K_c p};$$

Передаточная функция регулятора положения, определяемого этим уравнением:

$$W_{p.n} = K_{p.n} = \frac{K_c}{K_n C K_{n.n} a_n a_c T_m}. \quad (14.32)$$

Передаточная функция в безразмерном виде замкнутой системы регулирования положения

$$W'_3(p) = \frac{S(p)}{S_3(p)} = \frac{1}{p a_n a_c T_m (p a_c T_m + 1) + 1}. \quad (14.33)$$

При  $a_n = a_c = 2$  выражения (14.32) и (14.33) принимают вид:

$$K_{p.n} = \frac{K_c}{4 K_n C T_m K_{n.n}}; \quad (14.34)$$

$$W'_3(p) = \frac{1}{4 p T_m (2 p T_m + 1) + 1}. \quad (14.35)$$

**Зона средних и больших перемещений.** Если параметры линейного регулятора положения выбраны исходя из отработки малых перемещений, то отработка средних перемещений будет сопровождаться перерегулированием. Моменту начала торможения привода приблизительно соответствует равенство сигналов задания и обратной связи на входе регулятора частоты вращения вала. В соответствии со структурной схемой

$$K_n \Delta S_m K_{n.n} W_{p.n} \approx K_c n_{n.m}, \quad (14.36)$$

где  $\Delta S_m$  и  $n_{n.m}$  — рассогласование по пути и частота вращения вала двигателя в момент начала торможения.

Передаточный коэффициент пропорционального регулятора положения  $W_{p.n} \approx K_{p.n}$  определяется из условий торможения привода с наибольшей частоты

$n_{н.т} = n_{макс}$ . Обычно эта частота близка к номинальной частоте вращения двигателя

$$n_{макс} = n_n$$

При этом наибольший путь торможения привода

$$\Delta S_{т.макс} = \frac{n_n^2 C}{2 \varepsilon_{т.макс}}, \quad (14.37)$$

где  $\varepsilon_{т.макс}$  — максимальное ускорение при торможении, определяемое уставкой ограничения тока двигателя (статический момент привода не учитывается).

Решая совместно (14.36) и (14.37) при  $\Delta S_{т} = \Delta S_{т.макс}$  и заменяя в последнем  $n_{н.т} = n_n$ , находим:

$$W_{р.п} = K_{р.п} = \frac{2 \varepsilon_{т.макс} K_c}{n_n C K_n K_{п.п}}. \quad (14.38)$$

Примем, что отработка наибольшего среднего перемещения  $\Delta S_n$  происходит при изменении частоты вращения двигателя по закону равнобедренного треугольника

$$\varepsilon_{р.макс} = \varepsilon_{т.макс} = \varepsilon,$$

где  $\varepsilon_{р.макс}$  — максимальное ускорение повода при разгоне.

В соответствии с этим

$$\Delta S_n = 2 \Delta S_{т.макс} = \frac{n_n^2 C}{\varepsilon}. \quad (14.39)$$

### **б) Система с параболическим регулятором положения.**

Ограничение величины ускорения привода осуществляется задатчиком интенсивности. Система регулирования частоты выполнена двухканальной. Нелинейное преобразование сигнала рассогласования осуществляется регулятором положения. Для получения параболической зависимости в цепь обратной связи регулятора положения включен функциональный преобразователь, напряжение на выходе которого пропорционально квадрату входного напряжения.

Коэффициент передачи регулятора положения в этом случае определяется из условия

$$K_{p.n} \sqrt{K_n K_{n.n} \Delta S_m} = K_c n_{u.m}.$$

Заменяя  $\Delta S_m = n_{u.m}^2 C / 2\varepsilon$ , получим:

$$K_{p.n} = K_c \sqrt{\frac{2\varepsilon}{K_n K_{n.n} C}}. \quad (14.40)$$

Для того чтобы при обработке малых перемещений, а также в конце процесса обработки средних и больших перемещений (т.е. при работе в линейной зоне) перерегулирования не превышало определенного значения, параболическую характеристику регулятора положения на начальном участке необходимо спрямить. Передаточный коэффициент регулятора положения  $K_{p.n}$  на указанном участке для системы без задатчика определяется выражением (14.40). В конце процесса обработки рассогласования задатчик представляет собой инерционное звено.

#### Вопрос к разделу 14

1. В чем сущность структурного стохастического синтеза электронной системы? Примеры выполнения операций факторизации и сепарации.
2. Чем определяются установившиеся погрешности структурно оптимальных электронных систем?
3. Чем необходимо исследовать свободную составляющую погрешности электронной системы?
4. В чем сущность оптимизации каскадных систем автоматического регулирования (систем подчиненного управления)?
5. Приведите пример расчета структуры и параметров подсистемы регулирования силы тока двигателя постоянного тока? Почему регуляторы выполняются аналоговыми?
6. В чем состоят особенности расчета структуры и параметров регулятора частоты обращения?
7. Какие причины нелинейности в цепи обратной связи регулятора положения?
8. Приведите примеры операционных усилителей в системах регулирования?



## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Виноградов Ю.В. Основы электронной и полупроводниковой техники: Учебник для студентов высш. техн. учебн. заведений. — Изд. 2-е, доп. — М.: Энергия, 1982. — 536с.
2. Малахов В.П. Электронные цепи непрерывного и импульсного действия: Учебн. пособ. для вузов. — К.; Одесса: Либідь, 1991. — 256с.
3. Малахов В.П. Схемотехника аналоговых устройств: Учебник для вузов. — Одесса: АстроПринт, 2000. — 212с.
4. Эрглис К.Э., Степаненко И.П. Электронные усилители. — М.: Наука, 1964. — 540с.
5. Гусев В.Г., Гусев Ю.М. Электроника: Учебник для вузов. — М.: Высшая школа, 1991. — 622с.
6. Севин Л. Полевые транзисторы. Пер. с англ. — М.: Сов. радио, 1968. — 184с.
7. Руденко В.С., Сенько В.И., Трифонюк В.В. Основы промышленной электроники. — К.: Вища школа, 1985. — 400с.
8. Алексеенко А.Г., Шагурин И.И. Микросхемотехника: Учебн. пособ. для вузов. — М.: Радио и связь, 1990. — 496с.
9. Цыкин Г.С. Электронные усилители. — М.: Связь, 1965. — 510с.
10. Цыкин Г.С. Усилители электрических сигналов. — М.: Связь, 1967. — 424с.
11. Расчет электронных схем. Примеры и задачи: Учебн. пособ. для вузов по спец. электрон. техники / Г.И.Изьорова и др. — М.: Высшая школа, 1987. — 330с.
12. Степаненко И.П. Основы микроэлектроники. — М.: Сов. радио, 1980. — 424с.
13. Захаров В.К. Электронные элементы автоматики. — М.: Энергия, 1967. — 352с.
14. Проектирование и применение операционных усилителей / Под ред. Дж. Грэма, Дж. Тоби и др. — М.: Мир, 1974 — 510с.
15. Ж.Марше. Применение операционных усилителей. — М.: Мир, 1976.
16. Шило В.Л. Линейные и интегральные схемы в радиоэлектронной аппаратуре. — М.: Сов. радио, 1974. — 312с.
17. Щербаков В.И., Грезов Г.И. Электронные схемы на операционных усилителях: Справочник. — К.: Техника, 1983. — 213с.

18. Справочник по интегральным микросхемам/Под ред. Б.В. Тарабрина. — М.: Радио и связь, 1985. — 528с.
19. Аналоговая и цифровая электроника: Учебник для вузов/ Ю.Ф. Опадчий, О.П. Глудкин, А.И. Гуров; под ред. О.П.Глудкина. — М.: Горячая Линия — Телеком, 1999. — 768 с.
20. Бойко В.И., Смоляк В.А. Основы биомедицинских электронных систем. Учебник — К.: ИСМО, 2000. — 636 с.
21. Бойко В.И. Стохастичний синтез перешкодостійких керованих систем. Монографія. — ДДТУ, 1995. — 2822 с.
22. Алексеев А.Г., Войшвилло Г.В. Операционные усилители и их применение. — М.: Радио и связь 1989. — 120с.
23. Нестеренко Б.К. Интегральные операционные усилители: Справочное пособие по применению.— М.: Энергоиздат, 1982. — 128с.
24. Сафрошкин Ю.В. Частотно-избирательные RC-схемы на полупроводниковых триодах. — М.: Сов.радио, 1963.
25. Расчет электронных схем на транзисторах и туннельных диодах// Акулов, Баржин, Лолитов. — М.: Сов радио, 1991. — 81с.
26. Бондаренко В.Г. RC генераторы синусоидальных колебаний. — М.: Связь, 1976. — 208с.
27. Бойко В.И., Смоляк В.А. Автоматизированные системы управления агрегатами и технологическими процессами прокатного производства. Учебник. — К.: ИСМО, 1998. —396 с.
28. Бойко В.І., Дегтярьова Л.М. Електронні засоби автоматизації виробництва. Навчальний посібник. — К.: НМЦВО, 2002. — 274 с.
29. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники: В 3-х томах: Т.2: Пер. с англ. — 4-е изд. — М.: Мир, 1993. — 371с.

## НАВЧАЛЬНИЙ ПОСІБНИК

### Автори:

Віце-голова Донбаського відділення, Української технологічної Академії,  
академік, доктор технічних наук,  
професор Анатолій Анатолійович Зорі

Академік Академії наук вищої школи України, доктор технічних наук,  
професор Віталій Іванович Бойко

## АНАЛОГОВА СХЕМОТЕХНІКА ЕЛЕКТРОННИХ СИСТЕМ

ISBN 966-7559-77-7

Редактор О.М.Стародубцева

Підписано до друку 07.03.2003р. Формат 60×84 <sup>1</sup>/<sub>16</sub>. Папір PolSpeed.  
Друк різнографний. Умовн. друк.арк. 18,83. Обл.-видав. арк. 19,83.  
Тираж 300 прим. Замовлення № 142.

Надруковано: РВА, ДонНТУ, 83000, м.Донецьк, вул.Артема, 58, 9-й уч.корп.  
Тел.(0622) 90-36-31