

БИБЛИОТЕКА

по РАДИО

ЛЕКТРОНИКЕ

**УСИЛИТЕЛИ
ПОСТОЯННОГО ТОКА
С УПРАВЛЯЕМЫМ
КОЭФФИЦИЕНТОМ
ПЕРЕДАЧИ**



« ЭНЕРГИЯ »

БИБЛИОТЕКА
ПО РАДИО
ЭЛЕКТРОНИКЕ

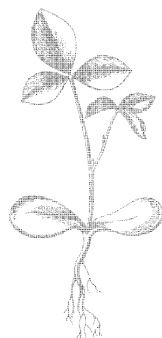
Вып. 51

В. М. ФИСЕНКО

УСИЛИТЕЛИ
ПОСТОЯННОГО ТОКА
С УПРАВЛЯЕМЫМ
КОЭФФИЦИЕНТОМ
ПЕРЕДАЧИ



«ЭНЕРГИЯ»
МОСКВА 1975



6Ф6.5

Ф 63

УДК 621.375.024

Владислав Михайлович Фисенко

УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА
С УПРАВЛЯЕМЫМ КОЭФФИЦИЕНТОМ
ПЕРЕДАЧИ

Редактор В. А. Куликов

Редактор издательства Ю. Н. Рысев

Технический редактор Л. А. Молодцова

Корректор М. Г. Гулина

Сдано в набор 21/VII 1975 г. Подписано к печати 11/XI 1975 г. Т-17373

Формат 84×108¹/₃₂

Бумага типографская № 2

Усл. печ. л. 4,62

Уч.-изд л. 5,09

Тираж 12 000 экз.

Зак. 300

Цена 25 коп.

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

Московская типография № 10 Союзполиграфпрома при Государственном комитете Совета Министров СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

Фисенко В. М.

Ф 63 Усилители постоянного тока с управляемым коэффициентом передачи. М., «Энергия», 1975.

88 с. с ил. (Б-ка по радиоэлектронике. Вып. 51).

Книга посвящена вопросам построения управляемых усилителей постоянного тока на основе изменения скважности работы транзисторных ключей модулятора и демодулятора и использования усилителей переменного тока с управляемым коэффициентом передачи. Проводится анализ регулировочных характеристик и принципов функционального управления коэффициентом передачи усилителей. Рассмотрены инерционные свойства усилителей, чувствительность к вариации параметров, а также вопросы стабилизации параметров при изменении температуры и области применения. Приведены схемы, характеристики и рекомендации по проектированию управляемых усилителей.

Книга предназначена для инженерно-технических работников, занимающихся разработкой, применением и эксплуатацией усилительных схем на транзисторах в устройствах промышленной электроники и автоматики.

Ф 30404-619
051[01]-75 326-75

6Ф6.5

© Издательство «Энергия», 1975 г.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Успехи многих отраслей техники определяются прогрессом систем с применением управляемых усилителей, т. е. усилителей с регулируемым коэффициентом передачи. Значительное место среди них занимают управляемые усилители постоянного тока (УУПТ). Такого рода усилители используются, например, в автоматизированных аналоговых адаптивных системах регулирования и контроля, измерительных информационных системах, авторегуляторах уровня низкочастотного сигнала, вычислительных и счетно-решающих устройствах, а также в других системах в качестве нормирующих преобразователей, адаптивных устройств и т. п.

В последнее время специалистами отмечалась настоятельная необходимость в систематизации и обобщении существующих способов построения УУПТ, а также в разработке новых и более перспективных. Рассмотрению этих вопросов и посвящена настоящая работа.

С точки зрения разработчиков управляемых УПТ весьма перспективным является использование принципа промежуточного преобразования сигнала постоянного тока в переменное напряжение (УПТ типа МДМ) и методов построения управляемых усилителей переменного тока. Особый интерес представляет выбор оптимальных вариантов УУПТ с выявлением в них управляемых элементов. Это позволит проектировать функционально-управляемые усилители спецназначения, обладающие параметрической адаптацией, на базе функционально-управляемых блоков усиления по переменному току. В настоящее время применение управляемых усилителей переменного тока в большинстве случаев не предусматривает регулировки их коэффициентов передачи по заданному функциональному закону. Это объясняется тем, что до сих пор не изложены общая методика и теория проектирования такого рода усилителей.

Интересен также вариант регулировки коэффициента передачи УПТ с использованием метода широко-импульсной модуляции. В этом случае блоки модулятора и демодулятора используются как регулируемые импульсные делители напряжения.

Книга состоит из пяти глав.

В гл. 1 описываются разновидности, особенности построения и некоторые области применения УУПТ.

В гл. 2 рассматривается способ построения УУПТ с использованием управляемых усилителей (УУ) переменного тока в тракте УПТ типа МДМ. Описывается методика построения таких усилителей как параметрических систем с выделенными в них управляемыми параметрами и передаточными функциями, представленными по отношению к этим параметрам в билинейной форме. Приводятся практические схемы УУПТ.

Рассмотрению способа построения УУПТ, основанного на широтно-импульсной модуляции, посвящена гл. 4. В качестве модуляторов импульсов по длительности или частоте предлагается применение автогенераторных управляемых мультивибраторов. Рассматривается возможность совмещения в одной схеме УУПТ управляемых блоков мультивибратора и усилителя переменного тока.

В гл. 5 исследуются динамические свойства управляемых усилителей, вопросы температурной стабильности и чувствительности к вариации регулируемых параметров. Характеристики инерционности УУПТ рассматриваются в функции от изменения сопротивления управляемого элемента и скажности работы транзисторных ключей. При анализе температурной стабильности схем УУПТ даются рекомендации по уменьшению влияния дестабилизирующих факторов в управляемых блоках мультивибраторов и усилителей переменного тока. Исследование чувствительности схем управляемых усилителей к вариации параметров дает возможность определить наиболее эффективный способ управления усилением с точки зрения реализации требуемого диапазона и закона его регулирования.

Автор надеется, что настоящая книга в некоторой степени восполнит пробел, имеющийся в вопросах методики построения УУПТ, и окажется полезной для специалистов, занимающихся их разработкой и применением.

Замечания и пожелания по книге просим направлять по адресу: 113114, г. Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10, издательство «Энергия».

Автор

Глава первая

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ УПРАВЛЯЕМЫХ УСИЛИТЕЛЯХ ПОСТОЯННОГО ТОКА

1. КРАТКИЙ ОБЗОР ОБЛАСТЕЙ ПРИМЕНЕНИЯ УПРАВЛЯЕМЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Решение многих современных задач радиотехники и электроники, автоматики и вычислительной техники оказывается практически невозможным без широкого внедрения устройств с переменными параметрами. Значительное место среди них занимают системы с применением управляемых усилителей, т. е. усилителей с регулируемым коэффициентом передачи. Коэффициент передачи таких усилителей изменяется по заданному закону при изменении управляющего воздействия, в качестве которого обычно применяется напряжение постоянного тока $U_{упр}$ [15—17, 43—45, 55, 56, 59, 60].

Таким образом, управляемый усилитель представляет собой усилитель, входное $U_{вх}$ и выходное $U_{вых}$ напряжения которого связаны функциональной зависимостью вида

$$U_{вых} = a U_{вх} f(U_{упр}), \quad (1)$$

где a — коэффициент пропорциональности.

Функция $f(U_{упр})$ представляет собой зависимость какого-либо параметра усилителя от управляющего напряжения. Управляемые усилители применяются в устройствах различного назначения как на переменном, так и на постоянном токе. Наиболее известными являются работы по управляемым усилителям переменного тока (УУ), касающиеся вопроса автоматической или ручной регулировок усиления в радиоприемных и телевизионных устройствах [4, 25, 26, 43, 72, 83, 89, 94, 113, 121].

Изменение коэффициента передачи УУ производится с целью предохранения усилителя от перегрузок, когда динамический диапазон изменения входного сигнала превышает динамический диапазон усилителя. Кроме того, иногда необходимо изменять величину выходного сигнала в нужных пределах и поддерживать неизменным коэффициент передачи в тех случаях, когда его изменение вызывается старением элементов схемы, их заменой, изменением питающих напряжений или температуры и т. п.

Простейшими регуляторами коэффициента передачи усилителей являются потенциометрические делители с плавным или дискретным изменением коэффициента деления. Для этой цели обычно применяются малогабаритные резисторы непроволочного типа с линейной или логарифмической зависимостью вводимого сопротивления от

угла поворота ручки потенциометра или переключателя с необходимым числом фиксированных положений. Коэффициент передачи таких регуляторов K_p изменяется в пределах $0 \leq K_p \leq 1$, что обеспечивает ослабление сигнала в $1/K_p$ раз.

Автоматическая регулировка усиления (АРУ) осуществляется чаще всего путем изменения смещения на сетках (базах) регулируемых ламп (транзисторов). В ламповых усилителях регулировка усиления наиболее эффективна в каскадах на лампах с переменной крутизной. Схемы АРУ в транзисторных усилителях подобны ламповым, однако существует ряд особенностей регулировки, которые значительно отличают их от ламповых схем. Они, в частности, определяются выбором управляемого параметра, изменение которого приводит к требуемому смещению рабочей точки транзистора.

Подавляющее большинство УУ с автоматической регулировкой усиления используется в радиовещательных и телевизионных приемниках, аппаратуре магнитной записи, измерительной технике и автоматике [4, 13, 33, 72, 121, 122].

Применение УУ в телевизионных системах позволяет уменьшить влияние помех и колебаний уровня телевизионного сигнала на входе приемника. Такие колебания наблюдаются при приеме на значительном удалении от телевизионного центра и при переходе с одного канала на другой.

Автоматическая регулировка уровня низкочастотного звукового сигнала применялась до недавнего времени лишь в профессиональном звуковом вещании и звукозаписи. В настоящее время она все чаще применяется и в бытовой аппаратуре, что связано с повышением требований к качеству звуковоспроизведения и удобству вращении с аппаратами. Звукозапись, озвучивание фильмов, любительская радиосвязь — в каждой из этих областей могут найти применение управляемые усилители с разнообразными техническими характеристиками.

Другой разновидностью схем УУ являются усилители, управляемые излучением, нагревом или электрохимическим способом [23, 54, 120]. Основная особенность этих усилителей состоит в использовании управляющих характеристик таких элементов как термисторов, фото- и электрохимически управляемых резисторов, датчиков Холла [4, 20].

Преимущественное назначение таких усилителей состоит в стабилизации выходного напряжения различных устройств [5, 41].

Особое внимание уделяется использованию в УУ термисторов [23]. Они обладают отрицательным температурным коэффициентом и часто применяются для термокомпенсации изменений параметров электрических цепей.

В усилительных схемах со сжатием или расширением динамического диапазона довольно часто используется свойство изменения проводимости фоторезисторов [4, 87]. Требуемый закон изменения коэффициента передачи усилителя обеспечивается соответствующим включением фоторезистора в его входную цепь. Для управления проводимостью используются, в частности, специальные люминесцентные элементы, питаемые выходным сигналом, и т. п. Широкое применение фоторезисторов в устройствах с управляемым коэффициентом передачи ограничивает их большая инерционность.

В настоящее время в схемах автоматики и вычислительной техники широкое распространение находят элементы, использующие эффект Холла. Интересно в связи с этим отметить устройство Тейлора [120], использующее датчик Холла в УНЧ.

Несомненный интерес представляют схемы усилителей с применением электрохимически управляемых резисторов. Одна из таких схем УУ, коэффициент передачи которой может изменяться в пределах 34 дБ, приведена в работе [54].

В последние годы в нашей стране и за рубежом проводятся исследования и разработка управляемых магнитных усилителей. Они отличаются высокой надежностью, однако, обладают сравнительно небольшими пределами регулировки усиления — около 28 дБ [43]. Проектирование управляемых усилителей такого типа ведется в основном для их использования в качестве множительных звеньев в аналоговых вычислительных машинах [20, 29, 32].

Наиболее часто схемы УУ применяются в качестве составных частей замкнутых систем автоматического регулирования, например в устройствах автоматического поиска информации и регулирования динамического диапазона, системах расширения динамического диапазона стабилизированных усилителей, автоматической стабилизации высокочувствительных усилителей и т. п. [13].

В измерительной технике наиболее широкое применение УУ находят в автоматических устройствах измерения добротности, автоматических компенсаторах и измерителях отношения двух сигналов, характеризующего какой-либо параметр исследуемого объекта. В настоящее время разработка устройств с применением такого рода усилителей производится в Институте электродинамики АН УССР.

Дальнейшим развитием автоматических систем являются самонастраивающиеся системы, поскольку они наилучшим образом приспособливают свои динамические и статические свойства к произвольно изменяющимся внешним и внутренним воздействиям [32, 33, 50]. В этом случае коэффициент передачи УУ может быть использован в качестве регулируемого параметра системы для обеспечения условий ее самонастройки. Особое место среди управляемых усилителей таких систем занимают усилители постоянного тока с регулируемым коэффициентом передачи (УУПТ).

Наиболее часто УУПТ применяются в авиационных системах управления полетом, например в самонастраивающихся автопилотах, где управляемой переменной является угловая скорость тангажа или крена, в системах электродистанционного управления рулями высоты, направления и т. п., в космических аппаратах [46, 50].

Рассмотрим в качестве примера упрощенную блок-схему устройства, использующего управляемый УПТ (рис. 1).

Соответственные обозначения схемы следующие: 1 — блок регулируемого коэффициента передачи (УПТ); 2 — вспомогательный блок с неизменяемыми параметрами; 3 — объект; 4 — вычислитель критерия выполнения самонастройки (КВС); 5 — эталон; 6 — блок обратной связи; 7 — сигнал-генератор.

Основной задачей рассматриваемой самонастраивающейся системы является регулировка коэффициента передачи

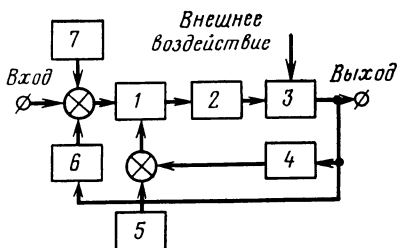


Рис. 1.

усилителя $K_{УПТ}$ для компенсации изменений коэффициента передачи объекта K_3 при изменении внешних условий.

Регулятор настройки, управляя коэффициентом передачи $K_{УПТ}$, поддерживает значение критерия КВС постоянным и соответствующим величине желаемого усиления обычного контура регулирования, т. е. $K_{УПТ} K_3 = \text{const}$.

Работа контура регулятора самонастройки происходит следующим образом: сигнал с выхода выпрямителя (блок 4), представляющий измеренное значение КВС, сравнивается с фиксированной эталонной величиной (блок 5), определяющей желаемое значение КВС и соответствующей желаемой величине коэффициента передачи $K_{УПТ} K_3$; результирующая ошибка настройки подается на регулятор настройки 1, который изменяет $K_{УПТ}$ таким образом, чтобы свести эту ошибку к нулю.

Диапазон регулирования коэффициента передачи УПТ в таких системах должен составлять порядка 40—60 дБ при колебаниях входного сигнала с частотой несколько десятков герц.

Принципиальная схема одного из таких УПТ приведена на рис. 2.

Управляемый усилитель постоянного тока выполнен по схеме с преобразованием и состоит из диодного модулятора (D_1, D_2), управляемого аттенуатора (УА) на диодах типа Д220Б, усилителя на составных транзисторах (T_1, T_2 и T_3, T_4) и демодулятора (T_7, T_8 и T_9, T_{10}) в ключевом режиме. Для повышения надежности работы усилитель переменного тока и демодулятор выполнены в виде двух параллельных каналов. Резисторы R_4 и R_5 служат для ограничения тока через диоды, а резисторами R_6 и R_7 осуществляется настройка модулятора на минимум шумов.

УА представляет собой делитель напряжения, образованный резисторами R_2, R_3 и кремниевыми диодами $D_5—D_{14}$, которые для расширения диапазона линейности УУПТ по входному сигналу включены последовательно. Подача управляющего напряжения $U_{упр}$ через цепочку диодов $D_5—D_9$ позволяет получить экспоненциальную регулировочную характеристику УУПТ. Диапазон изменения коэффициента передачи УА устанавливается с помощью переменного резистора R_{11} . Делитель, образованный элементами R_{12}, R_{13} и R_{14} , служит для подачи начального смещения на диоды. Стабилизация регулировочной характеристики осуществляется с помощью термостабилизации R_{13} .

Для питания модулятора и демодулятора используется прямое напряжение 1000 Гц, формируемое из синусоидального стабилизаторами D_3 и D_4 .

Основные технические характеристики

Входное сопротивление УУПТ	200 кОм
Максимальный и минимальный коэффициенты передачи	1,0; 0,02
Входной сигнал	До ± 4 В (от 0 до 10 Гц)
Постоянная времени	5 мс
Входное сопротивление по цепи управления	1,5 кОм
Максимальное напряжение, необходимое для перекрытия диапазона регулирования	15 В

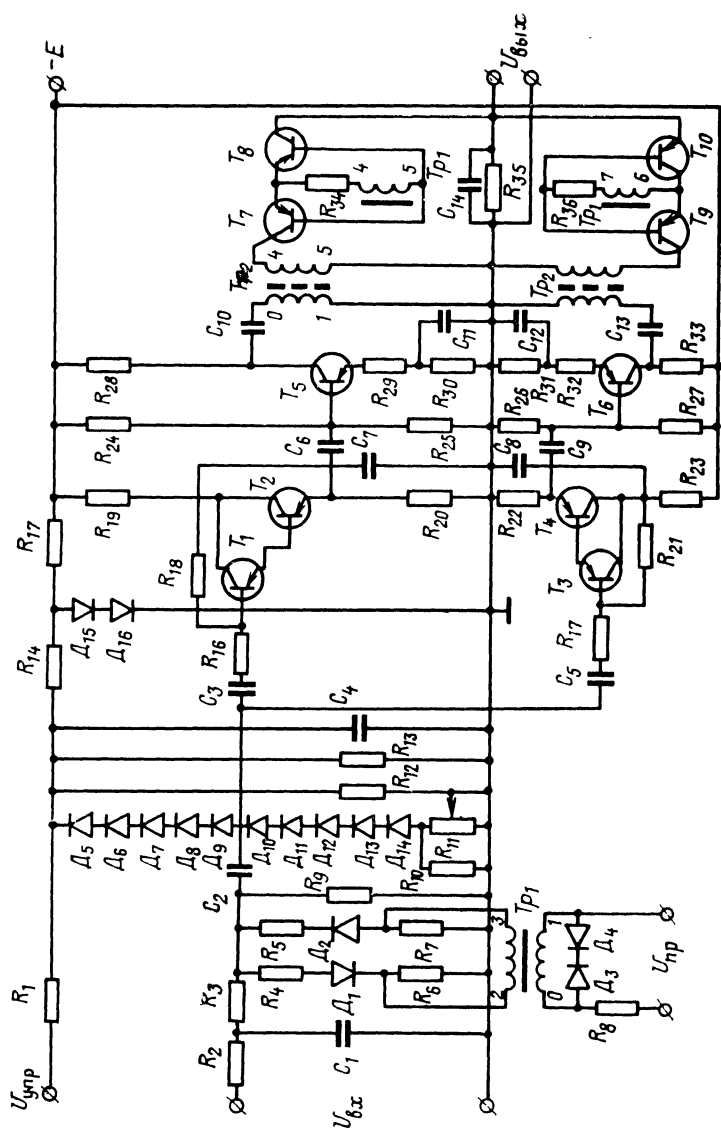


Рис. 2.

В Институте кибернетики АН УССР на основе управляемых УПТ разрабатываются системы управления виброиспытаниями для исследования усталостных прочностей механизмов и машин при вибрациях. Блок-схема такой системы подобна представленной на рис. 1.

Большое распространение УУПТ нашли также в автоматических корректирующих следящих системах с самонастройкой коэффициента передачи корректора. Структурные схемы подобных систем достаточно подробно описаны в работе [36].

Применяются управляемые УПТ также в магнитной записи и при регистрации сигналов инфранизких частот, имеющих небольшое отношение сигнал/помеха.

Управляемые усилители постоянного тока, обладающие функциональным многообразием зависимостей коэффициента передачи от управляющего воздействия, широко применяются для построения функциональных преобразователей при воспроизведении целого ряда зависимостей [18]. Например, УУПТ с линейным изменением усиления используются для перемножения сигналов [9, 110].

Очевидно, что в каждом конкретном случае применения управляемых УПТ к ним предъявляются соответствующие требования.

2. РАЗНОВИДНОСТИ УПРАВЛЯЕМЫХ УПТ

Известные в настоящее время в отечественной и зарубежной литературе материалы, касающиеся построения управляемых УПТ, весьма немногочисленны и посвящены в основном вопросу построения управляемых операционных усилителей [109].

Рассмотрим общие принципы, положенные в основу построения таких схем.

Основная особенность построения управляемых операционных усилителей состоит в применении для целей регулирования различных управляемых элементов (УЭ), включенных соответствующим образом в его цепь (рис. 3).

Коэффициент передачи усилителя по напряжению $K_{УПТ}$ при условии

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} K_{УПТ} \gg 1$$

запишется в виде $K_{УПТ} = -R_2/R_1$. Таким образом, управляя сопротивлениями R_1 и R_2 , можно изменять коэффициент передачи $K_{УПТ}$. Этим свойством операционного усилителя пользуются, например, при конструировании множительных устройств [29, 115].

Один из вариантов регулирования $K_{УПТ}$ такого усилителя показан на рис. 3. Управление сопротивлением R_1 производится здесь за счет изменения скважности работы электронного ключа (ЭК) [9].

В качестве управляемых элементов таких УУПТ могут исполь-

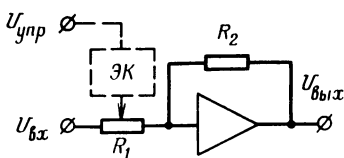


Рис. 3.

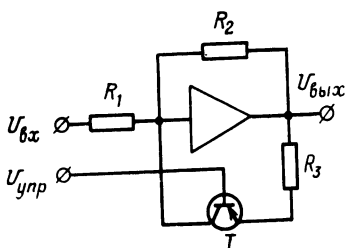


Рис. 4.

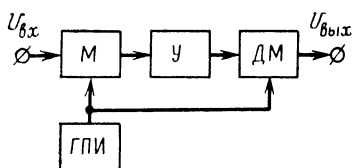


Рис. 5.

зоваться и резисторы обратной связи, представляющие собой, например, обычный полупроводниковый $p-n$ переход, полевой транзистор и т. п. [38, 87]. При подключении параллельно резистору R_2 (рис. 4) транзистора можно получить различные зависимости между регулируемым усилением и управляющим воздействием, что необходимо для воспроизведения простых нелинейностей.

Для систем автоматики, измерительной техники и моделирующих устройств часто требуются управляемые УПТ, удовлетворяющие ряду специфических требований, отличных от требований, предъявляемых к операционным усилителям. К ним прежде всего следует отнести возможность функционального управления усилением в достаточно широких пределах и сравнительную простоту схемного решения.

Таким требованиям удовлетворяют УУПТ, построенные на базе УПТ типа МДМ (рис. 5) с использованием в них управляемых блоков усиления по переменному току (УУ) или регулируемых импульсных делителей напряжения, функции которых могут выполнять модулятор (М) и демодулятор (ДМ) [3].

Этот метод позволяет построить эффективный управляемый УПТ на транзисторах, так как предусматривает использование принципов частотного преобразования входных сигналов.

Возможность регулировки коэффициента передачи УПТ типа МДМ вытекает из анализа следующей передаточной функции

$$K_{\text{УПТ}} = K_M K_Y K_{\text{ДМ}}. \quad (2)$$

Нетрудно заметить, что управление величиной $K_{\text{УПТ}}$ возможно изменением коэффициентов передач модулятора (K_M), демодулятора ($K_{\text{ДМ}}$) и усилителя переменного тока (K_Y).

В зависимости от того, какой блок УПТ МДМ подвергается регулировке, возможны следующие способы изменения коэффициента передачи:

а) изменением усиления по переменному току, т. е. применением управляемых усилителей переменного тока (рис. 6);

б) изменением коэффициента передачи модема (рис. 7).

Построенные по первому принципу УУПТ могут быть определены еще как УПТ с амплитудной модуляцией (УУПТ АМ), по второму — с широтно-импульсной модуляцией (УУПТ ШИМ).

В работах [67, 68, 112] рассмотрена возможность применения управляемых УПТ, построенных на принципе непосредственного уси-

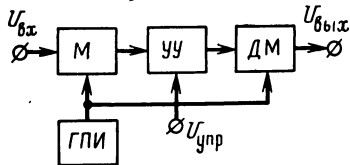


Рис. 6.

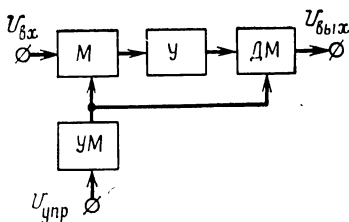


Рис. 7.

ления постоянного тока. Принцип построения большинства схем таких усилителей заключается в применении балансного соединения усилительных транзисторов, как наиболее эффективного с точки зрения уменьшения дрейфа нуля УПТ. Однако, как отмечается в работе [90], подобные УУПТ не отвечают необходимым требованиям стабильности работы и управления коэффициентом передачи. Этому, в частности, препятствует большой разброс температурных коэффициентов транзисторов и их параметров по постоянному току.

В отличие от УУПТ с гальванической связью управляемые УПТ типа МДМ отличаются высоким к. п. д., надежностью и стабильностью характеристик. Дрейф нуля таких усилителей, вызванный помехами в его входной цепи и цепи генератора преобразующего напряжения, на практике удастся значительно снизить [7].

В дальнейшем будем рассматривать только УУПТ типа МДМ. При этом основное внимание будем уделять транзисторным схемам, как наиболее перспективным с точки зрения применения их в современных радиотехнических устройствах.

3. ОБЩИЕ ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ УПРАВЛЯЕМЫХ УПТ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИИ

Зависимость коэффициента передачи УПТ типа МДМ при амплитудно-импульсной модуляции первого рода от глубины модуляции m следует из выражения для амплитуды сигнальной составляющей спектра модулированного колебания

$$a_{\text{АИМ}}(t) = A_0 \frac{T_1}{T} (1 + m \sin \omega_c t), \quad (3)$$

где A_0 — амплитуда импульсного колебания; ω_c — угловая частота входного сигнала; T , T_1 — соответственно период колебания и длительность импульса прямоугольного напряжения преобразования.

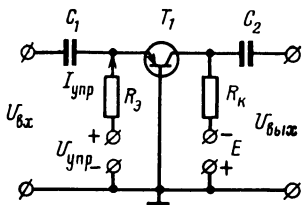


Рис. 8.

В настоящее время известен целый ряд усилительных схем на переменном токе, использующих АМ для управления их коэффициентом передачи [22, 119]. Рассмотрим принцип действия одной из них (рис. 8).

Реализация принципа АМ для управления коэффициентом передачи усилителя в данной схеме заключается в том, что непрерывное напря-

жение, полученное на ее выходе после детектирования, будет пропорционально произведению тока управления $I_{упр}$ и напряжения $U_B \cos \omega_c t$, которое является переменной составляющей напряжения $U_{бэ}$ на входе транзистора T_1 :

$$U_{бэ} = U_A + U_B \cos \omega_c t.$$

Выражение для постоянной составляющей U_A напряжения $U_{бэ}$ может быть записано в виде

$$U_A \approx \frac{1}{b} \ln \frac{\alpha I_{упр}}{I_{к0}},$$

где $b = q/kT$ — температурный потенциал; k — постоянная Больцмана; q — заряд электрона; T — температура; $I_{к0}$ — обратный ток коллекторного перехода; α — коэффициент передачи тока эмиттера в схеме с общей базой.

Поскольку напряжение $U_{бэ}$ связано с коллекторным током I_K экспоненциальной зависимостью вида

$$I_K \approx I_{к0} \exp b U_{бэ} = I_{к0} \exp b (U_A + U_B \cos \omega_c t), \quad (4)$$

то при небольших значениях напряжения $U_B \cos \omega_c t$ для выходного напряжения усилителя $U_{вых}$ будет справедлива следующая зависимость:

$$U_{вых} \approx \alpha R_K I_{упр} (1 + b U_B \cos \omega_c t).$$

Построение управляемого УПТ с использованием принципа АМ состоит в изменении коэффициента передачи тракта переменного тока в УПТ МДМ (см. рис. 5) с помощью управляющего напряжения, т. е. в применении управляемых усилителей переменного тока (УУ). Принцип действия АМ в УУПТ аналогичен рассмотренному выше случаю ее применения в УУ.

4. ОБЩИЕ ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ УПРАВЛЯЕМЫХ УПТ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИИ

Под широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) в УУПТ будем понимать изменение длительности импульса T_1 или частоты следования импульсов $\omega_{пр}$ напряжения преобразования.

Зависимость коэффициента передачи УПТ МДМ от временных параметров преобразующего напряжения легко уяснить из соотношений, аналогичных выражению (3) при изменении длительности импульса T_1 :

$$\alpha'_{\text{ШИМ}}(f) = \frac{A_0}{T} (T_1 + \Delta T_1 \sin \omega_c t),$$

а при изменении частоты $\omega_{пр}$:

$$\alpha''_{\text{ШИМ}}(f) = A_0 \left(\frac{T_1}{T} + \frac{1}{2\pi} \beta_0 \sin \omega_c \frac{T_1}{2} \sin \omega_c t \right),$$

где ΔT_1 — девиация длительности модулированных импульсов; $\beta_0 = \Delta \omega_{пр} / \omega_c$ — индекс модуляции; $\Delta \omega_{пр}$ — девиация частоты $\omega_{пр}$.

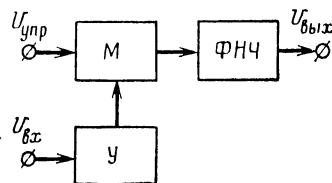


Рис. 9.

В настоящее время известны разработки управляемых усилителей с использованием метода ШИМ на переменном токе [20, 29, 74]. Рассмотрим принцип действия одного из них (рис. 9). Особенность работы усилителя заключается в том, что входным сигналом звуковой частоты $U_{вх}$ модулируется последовательность импульсов, вырабатываемая модулятором

M , один из временных параметров которой (частота $\omega_{пр}$ или длительность импульса T_1) является управляемым. Подавление модулирующего сигнала и снижение шумов на выходе $УУ$ обеспечивается фильтром нижних частот (ФНЧ).

Для целей модулирования обычно используют управляемые мультивибраторы [14, 27, 31, 49, 99, 105] или блокинг-генераторы [42], преобразующие непрерывную величину управляющего сигнала $U_{упр}$ в импульсы прямоугольной формы, относительная продолжительность которых $\gamma = T_1/T$ пропорциональна этому сигналу. В настоящее время имеются схемы мультивибраторов и блокинг-генераторов с возможностью регулирования γ в диапазоне 60—70 дБ [65, 83, 88, 105].

На рис. 10 представлена функциональная схема $УУ$ с использованием метода ШИМ. На основании соотношений работы [74] для коэффициента передачи усилителя по напряжению можно записать следующее выражение:

$$K_{уу} = \frac{R_K}{R_3} \gamma.$$

Регулировка относительной продолжительности импульсного напряжения γ производится за счет включения модулятора в коллекторную цепь транзистора.

В качестве модулятора можно, в частности, использовать осциллятор Бауэса [74] (рис. 11), представляющий собой мультивибратор с эмиттерной связью. Подобное включение времязадающей емкости C_2 позволяет добиться линейного заряда и разряда ее при сохранении высокой температурной стабильности параметра γ . Осциллятор собран на транзисторах T_5 и T_6 , в эмиттерных цепях которых включены генераторы токов (T_3 , T_4), подверженные модуляции противофазными сигналами, снимаемыми с транзисторных усилителей T_1 и T_2 . Величина этих сигналов регулируется напряжением $U_{упр}$.

При отсутствии модуляции тока в эмиттерных цепях осциллятора будут равны:

$$I_1 = I_2 = I_3.$$

При уровне модуляции $m_1 = (2\gamma - 1)$

$$I_1 = I_3(1 - m_1), \quad I_2 = I_3(1 + m_1).$$

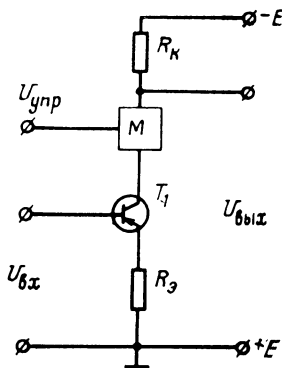


Рис. 10.

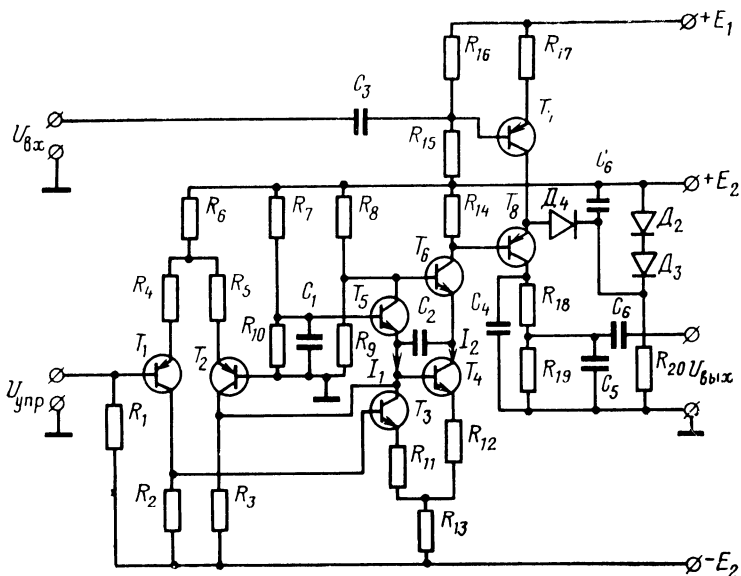


Рис. 11.

Выбор значений m_1 , согласно неравенству $-1 < m_1 < +1$ осуществляется соответствующим подбором элементов и режима питания схемы модулятора.

Параметры импульсного напряжения T_1 , T_2 и T на коллекторах транзисторов T_5 и T_6 будут описываться следующими выражениями:

$$T_1 = \frac{(I_1 + I_2)}{I_1} C_2 R_{89} = 2 \frac{C_2 R_{89}}{(1 - m_1)},$$

$$T_2 = \frac{(I_1 + I_2)}{I_2} C_2 R_{89} = 2 \frac{C_2 R_{89}}{(1 + m_1)}, \quad T = 4 C_2 R_{89} / (1 - m_1^2),$$

где $R_{89} = R_8 R_9 / (R_8 + R_9)$.

Экспериментально установлено, что пределы линейного управления усилением приведенной схемы усилителя составляют около 28 дБ.

Принципы широтно-импульсной модуляции, положенные в основу работы схем управляемых усилителей переменного тока, могут быть использованы также и для построения управляемых УПТ.

В этом случае изменение коэффициента передачи модела ($K_M K_{DM}$) будет производиться изменением временных параметров импульсного напряжения преобразования УПТ МДМ. Изменение же этих параметров непосредственно связано с изменением скважности работы транзисторных ключей модулятора и демодулятора. Структурная схема УУПТ будет иметь вид, представленный на рис. 7.

УПРАВЛЯЕМЫЕ УПТ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ
АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИИ

5. ОСНОВНОЕ УРАВНЕНИЕ УПРАВЛЯЕМОГО УПТ

Из обзора областей применения управляемых усилителей, проведенного в первой главе, следует, что регулировка коэффициента передачи усилителя возможна при использовании каких-либо управляемых элементов-термисторов, фото- и электрохимически управляемых резисторов и т. п.

Выделение в схеме усилителя управляемого элемента позволяет однозначно охарактеризовать процесс изменения коэффициента передачи через изменение сопротивления УЭ и выявить возможности целенаправленного воздействия на его величину для обеспечения заданного закона управления усилением. В общем виде схему УУ и УУПТ АМ можно представить параметрической системой — совокупностью линейного трехполюсника и управляемого элемента (рис. 12).

Параметрическое управление заключается в изменении сопротивления элемента $R_{уэ}$ с помощью управляющего напряжения $U_{упр}$. При этом величина $R_{уэ}$ не должна зависеть от входного сигнала при небольших его изменениях. Тогда входное и выходное напряжения усилителя будут связаны функциональной зависимостью (1), где $R_{уэ} = f(U_{упр})$.

Так как регулируемым блоком УУПТ является усилитель переменного тока У, то построение управляемого УПТ АМ сводится к замене усилителя У в УПТ МДМ схемой УУ (см. рис. 6).

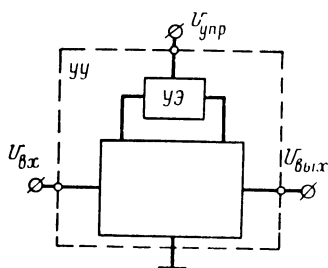


Рис. 12.

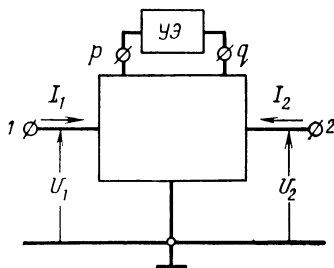


Рис. 13.

Управляемые усилители постоянного тока с использованием амплитудной модуляции относятся к классу устройств с переменными параметрами, реализация основных зависимостей которых основывается на использовании параметрических цепей [15, 16, 56]. Анализ таких цепей сводится обычно к решению дифференциальных уравнений с переменными коэффициентами, что является трудной задачей. При условии зависимости коэффициента передачи УУПТ только от управляющего напряжения усилитель можно рассматривать как линейную систему с переменным параметром. Для такого устройства справедлив принцип наложения, что позволяет при исследовании УУ и УУПТ применять методы анализа линейных цепей [3, 18, 51, 52, 56, 59].

Наиболее целесообразным для анализа подобных схем является использование обобщенного метода узловых напряжений [18, 51].

В общем случае со стороны внешних зажимов 1 и 2 УУ и УУПТ АМ представляются линейным трехполюсником (рис. 13) и могут быть описаны системой уравнений в матричном виде:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Схему УУ можно представить в виде линейной многополюсной схемы, y -матрица которой относительно внешних узлов (1, 2) и узлов, между которыми расположен УЭ (p, q), запишется в виде

$$[y] = \begin{array}{c|c|c|c|c} & \begin{matrix} 2 & p & q \end{matrix} & & & \\ \hline \begin{matrix} Y'_{11} \\ Y'_{21} \\ Y'_{p1} \\ Y'_{q1} \end{matrix} & \begin{matrix} Y'_{12} \\ Y'_{22} \\ Y'_{p2} \\ Y'_{q2} \end{matrix} & \begin{matrix} Y'_{1p} \\ Y'_{2p} \\ Y'_{pp} + Y_{y\varepsilon} \\ Y'_{qp} - Y_{y\varepsilon} \end{matrix} & \begin{matrix} Y'_{1q} \\ Y'_{2q} \\ Y'_{pq} - Y_{y\varepsilon} \\ Y'_{qq} + Y_{y\varepsilon} \end{matrix} & \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ p \\ q \end{matrix} \\ \hline \end{array} \quad (6)$$

Y' — элементы матрицы (6), определяются по матрице проводимостей схемы линейного многополюсника согласно формулам, приведенным в работе [18]. Аналогично могут быть определены параметры, входящие в систему уравнений (5). Представляет интерес выразить

эти параметры функциями величины проводимости управляемого элемента $Y_{\text{УЭ}}$ в явном виде.

Матрицу (6) можно представить в виде суммы Y -матриц линейного многополюсника и матрицы УЭ. Тогда ее определитель найдется по формуле

$$\Delta = \Delta' + \sum_{k=1}^{n-1} \sum M_k^{\delta} A_k^{\Delta'} + \delta, \quad (7)$$

где Δ' — определитель матрицы (6) линейного многополюсника n -го порядка при условии $Y_{\text{УЭ}} = 0$; δ — определитель матрицы УЭ n -го порядка; M_k^{δ} — минор k -го порядка определителя δ ; $A_k^{\Delta'}$ — алгебраическое дополнение взаимно соответствующего минора определителя Δ' .

Поскольку в определителе δ отличаются от нуля только миноры первого порядка ($M_1^{\delta} = Y_{\text{УЭ}}$ или $M_1^{\delta} = -Y_{\text{УЭ}}$), а сам определитель равен нулю, то формула (7) упрощается:

$$\Delta = \Delta' + \Sigma M_1^{\delta} A_1^{\Delta'}. \quad (8)$$

На основании зависимостей, полученных в работе [47],

$$Y_{11} = \frac{\Delta_{22}}{\Delta_{11, 22}}, \quad Y_{12} = -\frac{\Delta_{21}}{\Delta_{11, 22}}, \quad Y_{21} = -\frac{\Delta_{12}}{\Delta_{11, 22}}, \quad Y_{22} = \frac{\Delta_{11}}{\Delta_{11, 12}}$$

и формулы (8) Y -матрицу линейного трехполюсника можно представить в виде

$$[Y] = \frac{\begin{array}{|c|c|} \hline \Delta'_{22} + Y_{\text{УЭ}} \Delta'_{22, (p+q) (p+q)} & -(\Delta'_{21} + Y_{\text{УЭ}} \Delta'_{21, (p+q) (p+q)}) \\ \hline -(\Delta'_{12} + Y_{\text{УЭ}} \Delta'_{12, (p+q) (p+q)}) & \Delta'_{11} + Y_{\text{УЭ}} \Delta'_{11, (p+q) (p+q)} \\ \hline \end{array}}{\Delta'_{11, 22} + Y_{\text{УЭ}} \Delta'_{11, 22, (p+q) (p+q)}}, \quad (9)$$

где Δ'_{ij} — алгебраическое дополнение определителя матрицы (6), $\Delta'_{ij, (p+q)(p+q)}$ — суммарное алгебраическое дополнение определителя Δ' .

Тогда основное уравнение управляемого усилителя при токе нагрузки $I_2 = 0$ запишется в виде

$$K_{\text{УПТ}} = \frac{\Delta'_{12} + Y_{\text{УЭ}} \Delta'_{12, (p+q) (p+q)}}{\Delta'_{11} + Y_{\text{УЭ}} \Delta'_{11, (p+q) (p+q)}}. \quad (10)$$

Из этого выражения нетрудно получить условия реализации заданной регулировочной характеристики управляемого усилителя.

Таким образом, для изменения коэффициента передачи УУПТ по требуемому закону, необходимо знать зависимость $Y_{уэ} = f(U_{упр})$. Очевидно, что для этой цели в каждом конкретном случае необходимо выделить в схеме УУ управляемый элемент. Насколько это возможно, следует из анализа схем управляемых усилителей переменного тока, проведенного в следующих разделах.

6. УПРАВЛЯЕМЫЕ УСИЛИТЕЛИ С ИЗМЕНЕНИЕМ ПАРАМЕТРОВ ПО ПОСТОЯННОМУ ТОКУ

Способы регулировки коэффициента передачи УУ на транзисторах и требования, предъявляемые к ним, принципиально не отличаются от требований, предъявляемых к ламповым схемам. Однако практическое осуществление транзисторных схем УУ наталкивается на ряд трудностей, обусловленных следующими физическими свойствами транзисторов и особенностями их электрических характеристик:

- а) отсутствием параметра, позволяющего эффективно управлять усилением транзистора;
- б) большой нелинейностью характеристик, ограничивающих диапазон регулировки;
- в) наличием емкостей переходов транзистора, величины которых зависят от режима;
- г) значительной мощностью, необходимой для регулирования.

На основании обобщения и анализа существующих схем управляемых усилителей переменного тока [44, 77, 79, 84, 85, 100, 102, 108, 119] можно отметить следующие способы регулировки коэффициента передачи транзисторных усилителей:

- а) изменением режима работы усилительного транзистора по постоянному току;
- б) изменением глубины отрицательной обратной связи;
- в) применением регулируемых аттенюаторов в цепи сигнала и нагрузки.

Таким образом, регулировка коэффициента передачи большинства схем УУ производится путем изменения каких-либо их параметров по постоянному или по перемен-

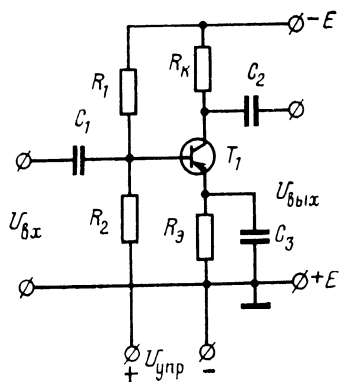


Рис. 14.

нить каждый из способов передачи УУПТ.

Произведем выбор наиболее характерных, с точки зрения способа управления усилением, схем УУ и проанализируем их регулировочные свойства в зависимости от изменения предполагаемого активного или пассивного УЭ.

Сначала проанализируем некоторые схемы УУ с изменением режима работы по постоянному току [23, 24, 72, 116].

Изменение коэффициента передачи УУ изменением режима его работы по постоянному току. Все существующие схемы регулировки коэффициента передачи УУ изменением режима его работы по постоянному току можно классифицировать:

а) по виду регулировки — эмиттерным током I_e или коллекторным напряжением U_K ;

б) по способу подачи управляющего напряжения $U_{упр}$ в цепь УУ (на один из электродов собственно усиительного транзистора или на УЭ);

в) по характеру воздействия напряжения $U_{упр}$ на электрический режим работы УУ (непосредственное или косвенное);

г) по функциональному закону и диапазону изменения коэффициента передачи УУ.

Рассмотрим в качестве примеров схемы УУ с непосредственной (рис. 8) и косвенной (рис. 14) регулировками.

ному току. Возможно совмещение обоих принципов регулировки $K_{уу}$.

Наличие регулируемых параметров в схемах УУ позволяет выделить управляемый элемент в явном виде. Это дает возможность для существующего многообразия схем управляемых усилителей переменного тока сформулировать общие методы построения согласно функциональной схеме на рис. 13 и количественно оце-

Первая схема усилителя с общей базой обеспечивает зависимость коэффициента передачи УУ $K_{уу}$ от эмиттерного тока вида [89]

$$K_{уу} = \frac{\alpha b R_K (I_э + I_{э0})}{(1 + \alpha R_K b B)} \frac{R_{вх}}{R_{вх} + R_c}, \quad (11)$$

где $R_{вх}$ — входное сопротивление транзисторного усилителя; R_c — сопротивление источника сигнала; $I_{э0}$ — обратный ток эмиттерного перехода; $B = \alpha_e I_{к0} / (1 - \alpha \alpha_e)$; α_e — коэффициент передачи тока эмиттера в инверсном включении транзистора.

При небольших значениях тока $I_э = 0,1 \div 1,5$ мА и при условии $I_э \gg I_{э0}$ зависимость $K_{уу} = f(I_э)$ будет иметь линейный характер.

Выражение для регулировочной характеристики УУ получим, подставляя в выражение (11) следующие соотношения:

$$R_{вх} \approx 1/bI_э, \quad I_э = U_{упр} / (R_э + R_{вх}).$$

Тогда при $R_э \gg R_{вх}$

$$K_{уу} = \frac{\alpha b R_K U_{упр}}{(1 + \alpha R_K b B) (R_э + b R_c U_{упр})}. \quad (12)$$

Зависимость (12) будет иметь линейный характер при условии $R_э \gg b R_c U_{упр}$. В этом случае регулировочная характеристика УУ будет описываться выражением

$$K_{уу} = \frac{\alpha b R_K U_{упр}}{R_э (1 + \alpha R_K b B)}. \quad (13)$$

Для схемы УУ с общим эмиттером (рис. 14) косвенное изменение тока $I_э$ производится регулировкой тока базы [89]:

$$K_{уу} = \frac{\alpha b^2 R_K (U_{кэ} + U_{к0}) (I_б + A' d)}{(1 + \alpha R_K b I_б)}, \quad (14)$$

где $U_{кэ}$ — напряжение между коллектором и эмиттером транзистора; $U_{к0}$ — параметр, характеризующий наклон выходных характеристик транзистора $I_k = f(U_{кэ}) I_б = \text{const}$. Он определяется путем пересечения аппроксимированного пучка рабочих участков характеристик с осью напряжений $U_{кэ}$;

$$A' = I_{э0} (1 - \alpha) / (1 - \alpha \alpha_e); \quad d = \frac{(1,66 \div 1,25) - \alpha}{1 - \alpha}.$$

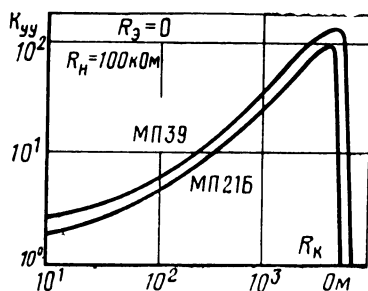


Рис. 15.

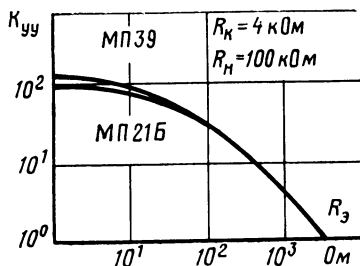


Рис. 16.

Учитывая, что $I_0 \gg A'd$, и принимая во внимание

$$U_{упр} = E_{см} - I_0 R_3 - U_{бэ},$$

$$I_0 = (E_{см} - U_{упр}) / R_3,$$

получим следующее выражение для регулировочной характеристики усилителя:

$$K_{uy} = \frac{\alpha b^2 R_K (U_{кэ} + U_{к0}) (E_{см} - U_{упр})}{\beta R_3 + \alpha R_K b (E_{см} - U_{упр})}, \quad (15)$$

где $E_{см}$ — напряжение смещения на базе усилительного транзистора.

Очевидно, что характер зависимости (15) будет определяться первоначально выбранным режимом работы усилителя, областью изменений напряжений $U_{кэ}$ и $U_{упр}$.

При больших значениях сопротивлений R_3 и R_K изменение напряжения $U_{кэ}$ значительно снижает эффективность управления K_{uy} в подобных схемах УУ. В качестве примера приведем зависимости усилительных свойств

однокаскадного УНЧ, собранного по схеме с общим эмиттером на транзисторах МП39 и МП21Б, от величин резисторов в эмиттерной (R_3) и коллекторной (R_K) цепях (рис. 15, 16).

Обычно вместо резисторов R_3 и R_K используются УЭ, функции которых могут выполнять полупроводниковые диоды, $p-n$ переходы транзисторов и всевозмож-

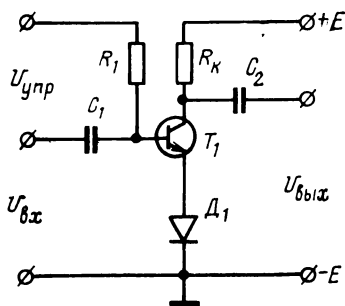


Рис. 17.

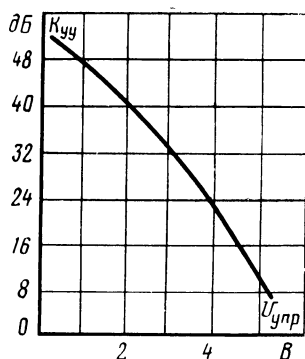


Рис. 18.

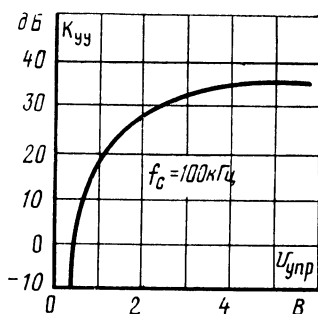


Рис. 19.

ные комбинации их с резисторами [25, 62]. На рис. 17 приведена одна из схем УУ такого типа.

Регулировочные характеристики, приведенные на рис. 18 (для схемы УУ — рис. 14) и рис. 19 (для схемы УУ — рис. 17), свидетельствуют о том, что в случае использования УЭ диапазон регулировки $K_{уу}$ увеличивается.

Таким образом, способ регулировки $K_{уу}$ с применением УЭ в цепях УУ по постоянному току лишен недостатков, отмеченных выше для схем с постоянными величинами резисторов R_3 и R_k . Поэтому, используя УЭ, можно построить эффективные, с точки зрения регулировки $K_{уу}$, схемы управляемых усилительных каскадов.

Выделение регулируемого параметра в схеме УУ с изменением режима по постоянному току. Проанализируем связь, существующую между изменением h -параметров транзистора и электрическим режимом его работы по постоянному току.

Важнейшими характеристиками транзистора при его включении по схеме с общей базой являются [52]:

аппроксимированная входная характеристика

$$I_3 = \frac{I_{30}}{1 - \alpha_e} (e^{bU_{36}} - 1) - \frac{\alpha_e I_{K0}}{1 - \alpha_e} (e^{bU_{K6}} - 1) \quad (16)$$

и аппроксимированная выходная характеристика

$$I_K = \frac{\alpha I_{30}}{1 - \alpha_e} (e^{bU_{36}} - 1) - \frac{\alpha_e I_{K0}}{1 - \alpha_e} (e^{bU_{K6}} - 1). \quad (17)$$

В виде системы уравнений (рис. 13)

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= h_{11}i_1 + h_{12}u_2; \\ i_2 &= h_{21}i_1 + h_{22}u_2 \end{aligned} \right\}$$

для небольших изменений токов i_1 , i_2 и напряжений u_1 , u_2 на выводах транзистора зависимости (16) и (17) запишутся следующим образом:

$$U_{\kappa\phi} = \frac{1}{b} \ln \left[\frac{I_3 + B(e^{bU_{\kappa\phi}} - 1)}{A} + 1 \right], \quad I_{\kappa} = \alpha I_3 + I_{\kappa 0},$$

где $A = \frac{A'}{1 - \alpha}$.

Продифференцировав эту систему уравнений согласно равенствам

$$\begin{aligned} h_{11} &= \left. \frac{\partial u_1}{\partial i_1} \right|_{du_2=0}, \quad h_{12} = \left. \frac{\partial u_1}{\partial u_2} \right|_{di_1=0}, \\ h_{21} &= \left. \frac{\partial i_2}{\partial i_1} \right|_{du_2=0}, \quad h_{22} = \left. \frac{\partial i_2}{\partial u_2} \right|_{di_1=0}, \end{aligned}$$

получим следующие выражения:

$$\begin{aligned} h_{11\phi} &= \frac{1}{b[I_3 + B(e^{bU_{\kappa\phi}} - 1) + A]}, \quad h_{21\phi} = \alpha, \\ h_{12\phi} &= \frac{Be^{bU_{\kappa\phi}}}{[I_3 + B(e^{bU_{\kappa\phi}} - 1) + A]}, \quad h_{22\phi} = \alpha b e^{bU_{\kappa\phi}}. \end{aligned}$$

Из приведенных выражений следует, что наиболее чувствительным к изменению тока I_3 будет параметр $h_{11\phi}$. Характер изменения этого параметра для транзисторов типа П15 и П403 имеет вид, изображенный на рис. 20.

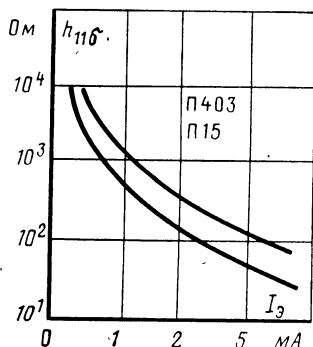


Рис. 20.

Экспериментальные исследования характеристик $\alpha = f(I_3)$ германиевых транзисторов типа МП40, МП42А, П401 и т. п. показали, что α мало зависит от тока I_3 и в ряде транзисторов уменьшается лишь при очень малых его значениях [11].

Однако для некоторых типов кремниевых транзисто-

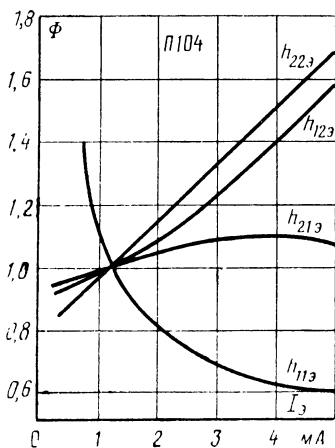


Рис. 21.

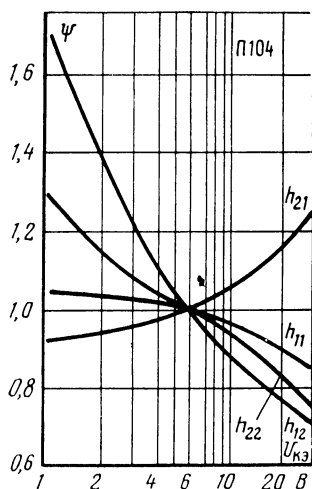


Рис. 22.

ров, например П102, КТ307А—КТ307Г, КТ316А—КТ316Д, КТ343В и др., α существенно зависит от тока I_3 , вследствие чего характеристика регулировки усиления будет функцией нескольких переменных, а именно $h_{11\beta}$ и $h_{21\beta}$.

Аналогично, анализируя зависимости $h_{ij\beta} = f(U_{к\beta})$, заметим, что существенное изменение при регулировке напряжением $U_{к\beta}$ претерпевают параметры $h_{12\beta}$ и $h_{22\beta}$. К таким же результатам пришли в своих исследованиях авторы работ [61, 94].

Анализ соотношений, приведенных в работах [24, 52, 61, 100] для схем включения усилительного транзистора с общим эмиттером, показывает, что наиболее чувствительными к изменению тока I_3 являются $h_{11\beta}$ и $h_{22\beta}$ -параметры, а наиболее чувствительными к изменению напряжения $U_{к\beta}$ являются $h_{12\beta}$ и $h_{22\beta}$ -параметры. В качестве иллюстрации на рис. 21, 22 приведены графики зависимостей параметров

$$\Phi = \frac{h'_{ij}(\text{при } I_3 = \text{var})}{h''_{ij}(\text{при } I_3 = 1,2 \text{ мА})}, \quad \Psi = \frac{h'_{ij\beta}(\text{при } U_{к\beta} = \text{var})}{h''_{ij\beta}(\text{при } U_{к\beta} = -6 \text{ В})}$$

для кремниевого транзистора П104.

Основные характеристики управляемых усилителей с использованием «регулируемых» транзисторов. Для

обычных транзисторов существуют понятия прямой и обратной регулировок усиления, связанных с изменением коллекторного напряжения и эмиттерного тока [25, 116, 121]. Поскольку при изменении тока I_3 преимущественное изменение претерпевает h_{116} -параметр, зависимость $K_{yy} = f(I_3)$ при росте тока I_3 будет иметь возрастающий характер (рис. 23). Аналогичный характер изменения коэффициента передачи K_{yy} наблюдается также и при изменении напряжения $U_{кэ}$ (рис. 24).

Известно, что при прямой и обратной регулировках усиления уменьшение коэффициента передачи усилителя осуществляется соответственно при росте и уменьшении тока I_3 . Причем каждая из регулировок реализуется лишь при определенных количественных соотношениях тока I_3 и сопротивлений резисторов в коллекторной и эмиттерной цепях. Так, например, при небольших значениях сопротивлений R_k и R_3 действие обратной регулировки будет наиболее эффективным. Для определения оптимальных условий реализации прямой и обратной регулировок в схемах УУ необходимо осуществить правильный выбор сопротивлений резисторов в цепях усилителей по постоянному току. Соотношения, на основе которых можно произвести выбор сопротивлений этих резисторов, имеют вид [127]:

$$R_k = \frac{R_3 \left(E - U_{вх} + U_{63} - U_{к0} - \frac{K_{yy}}{S_k} \right)}{(U_{вх} - U_{63})}, \quad R_3 = \frac{R_3 S_k |\Delta U_{вх}|}{\Delta K_{yy}},$$

где $\Delta U_{вх}$, ΔK_{yy} — приращения входного напряжения и коэффициента передачи; $R_3 = R_3 + R_k$; $U_{к0} = U_k$ при $K_{yy} = 0$ дБ; $S_k = \Delta K_{yy} / \Delta U_k$.

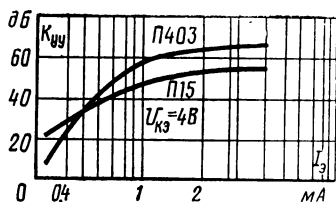


Рис. 23.

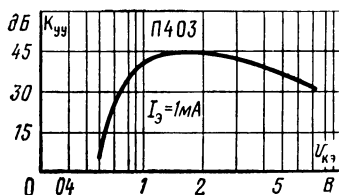


Рис. 24.

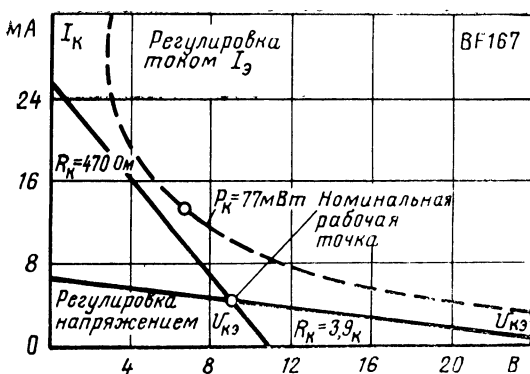


Рис. 25.

Влияние сопротивления резистора R_K на регулировку усиления хорошо заметно из характеристик, приведенных на рис. 25 для мезатранзистора типа BF-167 в схеме УУ с общим эмиттером [118].

Существование взаимно противоположных изменений коэффициента передачи усилителя при воздействии управляющего напряжения определяется также использованием обычных и регулируемых транзисторов.

Такие транзисторы различают по зависимостям крутизны (проводимости прямой передачи транзистора)

$S = \left. \frac{I_K}{U_{03}} \right|_{U_{K3}=0}$ от эмиттерного тока I_3 . К обычным относятся транзисторы, зависимость $S = f(I_3)$ которых имеет возрастающий характер. У регулируемых транзисторов такая зависимость наблюдается только при малых значениях тока I_3 (рис. 26).

Регулируемые транзисторы представляют собой особую группу транзисторов, созданных специально для целей управления коэффициентом передачи различных усилительных схем [113, 118]. К ним следует отнести в первую очередь такие зарубежные транзисторы, как AF180, AF181, BF167. По своим свойствам близки к регулируемым транзисторам и мезатранзисторы AFY12, AF200, AF202, КТ605А, КТ605Б и т. п. [58, 83, 100].

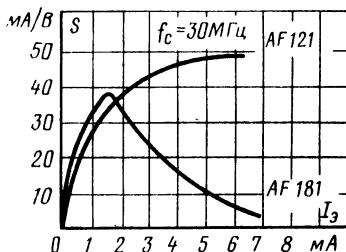


Рис. 26.

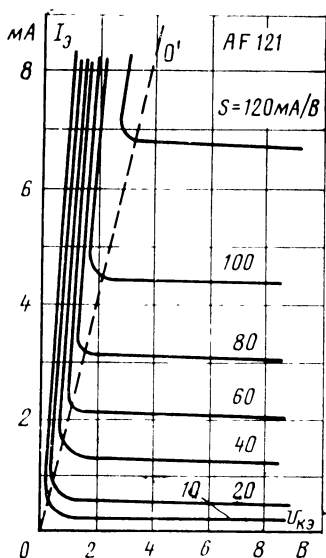


Рис. 27.

ностью в интервале температур от -150 до $+100^\circ\text{C}$. Однако характеристики $S=f(I_3)$, свойства регулируемых транзисторов, частотно-зависимы. И если, например, на частоте 200 МГц транзистор AF180 является регулируемым, то на частоте 1 МГц он по своим регулировочным свойствам приближается к идеализированным транзисторам, для которых справедлива зависимость $S=bI_{КЭ}=\text{const}$.

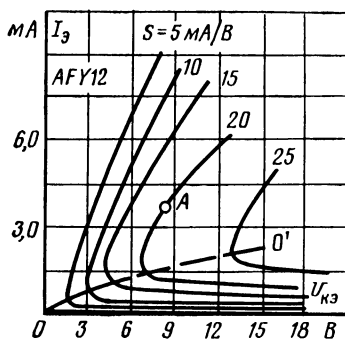


Рис. 28.

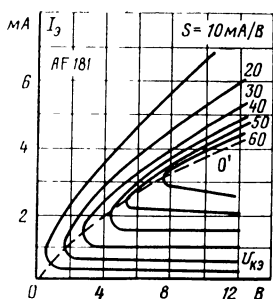


Рис. 29.

Технология производства отмеченных типов транзисторов обеспечивает получение желаемых, наперед заданных параметров с высокой точностью. Кроме того, для таких транзисторов характерны: малое расстояние между базой и эмиттером, небольшая площадь перехода и одновременно большая площадь коллекторного слоя.

Вследствие отмеченных выше особенностей регулируемые и мезатранзисторы отличаются от обычных тем, что имеют сравнительно высокоомное сопротивление коллекторного перехода, обладают высокой граничной частотой (до 800 МГц) и нормальной работоспособ-

Для сравнения регулировочных свойств обычного, регулируемого и мезатранзистора рассмотрим семейства их характеристик $I_3 = f(U_{кз})$ при различных значениях крутизны S (рис. 27, 28, 29) для УУ, построенного по схеме с общим эмиттером.

Из рис. 27 следует, что граничная линия OO' , разделяющая области двух регулировок, практически совпадает с осью тока I_3 . В транзисторах типа AF121, таким образом, наиболее эффективна обратная регулировка, а прямая, если и возможна, то в небольшом диапазоне изменения коллекторных напряжений — 1 ÷ 3 В. Поэтому прямая регулировка усиления для обычных транзисторов приемлема лишь для каскадов с низковольтным питанием, когда зависимости $I_3 = f(U_{кз})$, а следовательно, и $K_{уу} = f(U_{кз})$ приблизительно линейны.

Регулируемые и мезатранзисторы характеризуются более широким диапазоном прямой регулировки при сравнительно меньших изменениях эмиттерного тока. Для получения прямой регулировки начальная рабочая точка A должна находиться в пределах между граничной линией раздела OO' и осью тока I_3 . При обратной регулировке условия работы транзисторов должны быть подобраны так, чтобы рабочая точка A лежала ниже кривой, отделяющей прямую и обратную регулировки. Эффективность этого способа регулировки усиления наиболее проявляется при высоких напряжениях $U_{кз}$ и малых токах I_3 .

Очевидно, что прямая регулировка усиления является наиболее эффективной, так как позволяет отодвигать границу перерегулировки усилителя по входному ($U_{вх}$) сигналу (на рис. 30 — прямая регулировка, — — — обратная регулировка). Это возможно потому, что рабочая точка усилителя при прямой регулировке перемещается от загиба характеристики (рис. 28) в область больших токов I_3 , где нелинейные искажения выражены не так сильно.

Один из основных недостатков прямой регулировки заключается

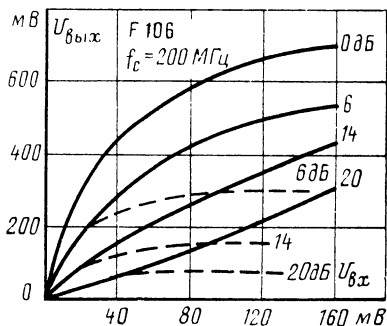


Рис. 30.

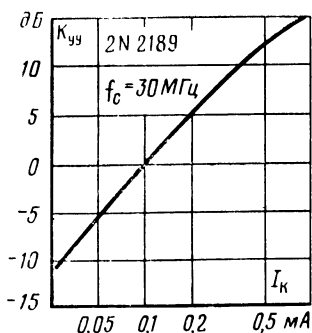


Рис 31.

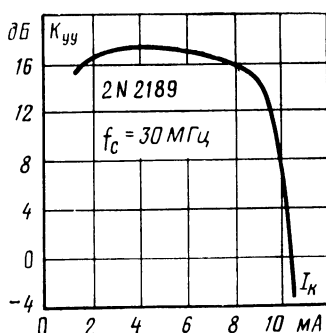


Рис 32

ся в большой мощности, необходимой для управления K_{uy} .

На рис. 31 и 32 приведены зависимости $K_{uy} = f(I_K)$ для схемы УУ с общим эмиттером, собранной на регулируемом транзисторе 2N2189. Нетрудно заметить, что основное изменение коэффициента передачи усилителя происходит на участке $I_K = 8 \div 10$ мА при прямой и $I_K = 20$ мкА \div 1,0 мА при обратной регулировках. Диапазон изменения K_{uy} при соответствующем подборе режима и типа усилительного транзистора может достигать 60 дБ [83].

Определенный интерес представляет схема управляемого усилителя с одновременно действующими прямой и обратной регулировками (рис. 33), что осуществляется напряжениями $U_{упр1}$ и $U_{упр2}$.

Подбор требуемого режима работы транзисторов T_1 и T_2 по постоянному току осуществляется потенциометром R_5 , резисторами R_2 , R_3 , R_6 и R_7 .

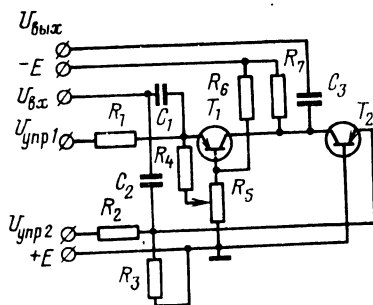


Рис. 33.

Подбор типа транзистора для осуществления прямой или обратной регулировок усиления можно производить по характеристикам $S = f(I_a)$ или зависимостям $\beta = f(I_a)$, приведенным обычно в справочных пособиях. В некоторых случаях эти

Таблица 1

Тип тран- зистора	q_{11}	b_{11}	C_{11}	b_{12}	y_{a1}	g_{22}	b_{22}	C_{22}	C_{12}
AFY12	1,5	5	23	-0,14	36	0,01	0,31	14	-0,65
AF200	4	6,5	30	-0,1	92	0,03	0,5	2,3	-0,45
AF201	4	6,5	30	-0,12	92	0,03	0,5	2,3	-0,55
AF202	3,5	6,5	30	-0,14	95	0,03	0,55	2,5	-0,6
AF121	6,5	7,5	35	-0,1	80	0,1	0,4	1,8	-0,45
BF167	4,8	9,7	45	-0,037	95	0,03	0,27	1,2	-0,17
BF173	4,5	10	45	-0,055	145	0,065	0,46	2,1	-0,25

характеристики можно подбирать визуально, пользуясь устройством, предложенным в работе [114].

Некоторые параметры широко используемых регулируемых и мезатранзисторов приведены в табл. 1.

7. УПРАВЛЯЕМЫЕ УСИЛИТЕЛИ С РЕГУЛИРУЕМЫМИ ПАРАМЕТРАМИ ПО ПЕРЕМЕННОМУ ТОКУ

Эффективная регулировка усиления может быть осуществлена в том случае, если положение рабочей точки усилительного транзистора в процессе регулировки остается без изменений. Наиболее целесообразным с точки зрения расширения диапазона регулировки, уменьшения нелинейных и частотных искажений и осуществления надежной температурной стабилизации УУ является построение усилителей с регулируемыми параметрами по переменному току [66, 77, 79, 82, 108].

Регулировка величины эмиттерного сопротивления. В зависимости от способа включения УЭ в эмиттерную цепь усилителя различают УУ с последовательным и параллельным включением его относительно эмиттерного резистора R_a . Для первых свойственны недостатки, характерные для УУ с изменением режима, вторые отличаются наибольшей эффективностью регулировки $K_{уу}$ [79, 96].

Рассмотрим некоторые схемы УУ такого типа.

В схеме, показанной на рис. 34, управляемым эле-

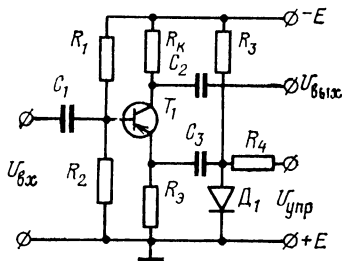


Рис. 34.

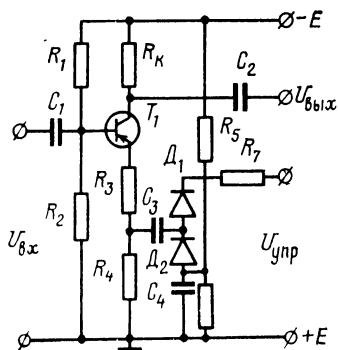


Рис. 35.

ментом является обратно-включенный диод. Изменение коэффициента передачи усилителя производится регулировкой глубины отрицательной обратной связи шунтированием резистора R_6 цепью C_3 — полупроводниковый диод D_1 . При соответствующем подборе величины емкости C_3 фазовый сдвиг, вносимый эмиттерной цепью, будет минимальным, что обеспечит активный характер цепи управления.

Используемый участок прямых вольт-амперных характеристик германиевых и кремниевых диодов лежит в области напряжений от 0 до 0,8 В, что предопределяет как максимальное входное, так и допустимое управляющее напряжения. При использовании же в качестве УЭ обратновключенных диодов диапазоны входных и управляющих сигналов расширяются приблизительно в 5 раз. В то же время изменение динамического сопротивления обратновключенного диода происходит в значительно больших пределах, чем прямовключенного, что также способствует расширению диапазона регулировки усиления. Последовательное соединение диодов по постоянному току в схеме на рис. 35 позволяет расширить линейный рабочий участок регулировочной характеристики УУ.

На рис. 36 приведена схема усилителя промежуточной частоты с регулируемым эмиттерным импедансом. УУ собран на транзисторах T_1 и T_2 типа 1ТЗ13, которые имеют настроенные корректирующие эмиттерные цепи на частоты $f_1 = 0,7f_{\text{пром}}$ и $f_2 = 1,3f_{\text{пром}}$ соответственно. Добротность эквивалентных контуров этих цепей выбрана такой, чтобы результирующая резонансная кривая УПЧ была плоской в полосе частот $2\Delta f = 0,8f_{\text{пром}}$. Регулировка усиления каскада осуществляется изменением динамических сопротивлений диодов D_1 и D_2 , включенных в эмиттерные контуры транзисторов. В зависимости от величин сопротивлений диодов изменяется глубина отрицательной обратной связи по току. Поскольку усиление регулируется в цепях эмиттеров обоих транзисторов, это устраняет искажение частотной характеристики

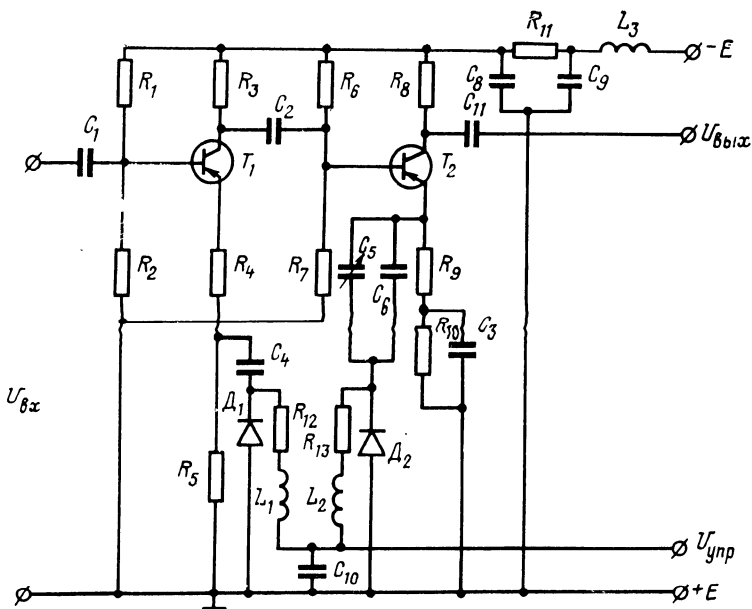


Рис. 36.

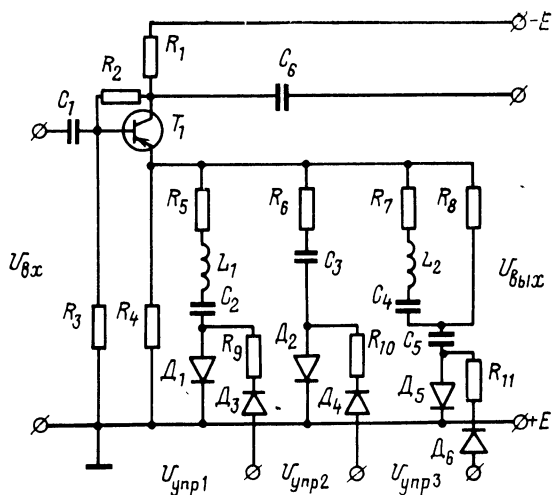
каскада УПЧ при изменении глубины регулировки $K_{уу}$. Режим по постоянному току при этом не изменяется, что является главным достоинством описываемой схемы.

Добротность эмиттерного контура можно изменять за счет изменения крутизны транзистора при изменении тока эмиттера, а также включением в цепь эмиттера внешнего сопротивления, стабилизирующего усиление.

Введение в каскад УПЧ схемы регулировки расширяет его полосу пропускания за счет уменьшения добротности последовательных контуров, образуемых емкостями C_4 и C_6 с диффузионными индуктивностями транзисторов.

Основные технические характеристики управляемого УПЧ

Полоса пропускания на уровне 0,95	20 МГц
Максимальный коэффициент передачи тока при токе управления $I_{упр}=10$ мА	10
Динамический диапазон регулировки	24 дБ
Максимальная амплитуда неискаженного выходного сигнала при $R_H=250$ Ом и емкости нагрузки 30 пФ	300 мВ
Входное сопротивление	300 Ом
Входная и выходная емкости	20 пФ
Выходное сопротивление	300 Ом



В многоканальных и широкополосных схемах УУ и УУПТ иногда желательно одновременно изменять коэффициент передачи и полосу пропускания. Это осуществимо в схеме усилителя, изображенной на рис. 37.

Коэффициент передачи и частотная характеристика усилителя регулируются шунтированием эмиттерного сопротивления R_4 , корректирующими цепями $L_1C_2R_5$, C_3R_6 и $L_2C_4R_7R_8$. Подключение соответствующей цепи осуществляется опорным диодом типа Д808, на который подается положительное напряжение $U_{\text{упр}}$. Число и вид корректирующих цепей выбираются из конкретных требований системы. В данной схеме первая цепочка ($L_1C_2R_5$) обеспечивает только коррекцию частотной характеристики усилителя, вторая (C_3R_6) — изменяет коэф-

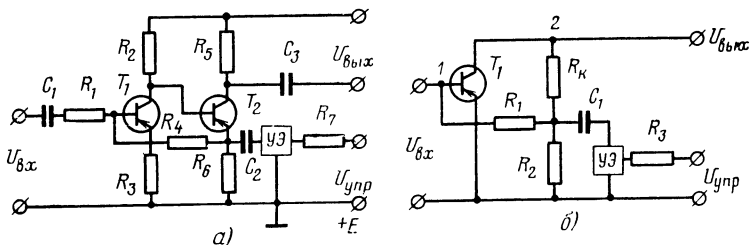


Рис. 38.

фициент передачи, а третья ($L_2 C_4 R_7 R_8$) — служит для комбинированного управления работой схемы.

В усилителях с непосредственной связью каскадов для уменьшения чувствительности схемы к разбросу параметров транзисторов и изменению их во времени применяется общая отрицательная обратная связь (рис. 38,а). Использование цепи общей обратной связи одновременно и в качестве цепи, задающей смещение на базу транзистора, позволяет также уменьшить количество элементов в схеме УУ.

Для анализа регулировочных свойств такого усилителя удобней воспользоваться его упрощенным вариантом на одном транзисторе (рис. 38,б) [1].

Так как входной сигнал и сигнал обратной связи подаются на вход усилителя параллельно, то на рис. 39 он схематически представлен в виде параллельно-последовательного соединения двух трехполюсников — У (усилителя без учета цепи обратной связи) и УОС (управляемой цепи обратной связи G-типа).

Управляемая обратная связь характеризуется коэффициентом передачи

$$K_{o.c} = \frac{R_{э.э}}{R_1 + R_{э.э}}, \quad (18)$$

где

$$R_{э.э} = \frac{1}{Y_2 + Y_{yэ} + Y_3}$$

— эквивалентное сопротивление в эмиттерной цепи УУ.

Для определения влияния цепей обратной связи на регулировочные свойства усилителя необходимо составить матрицу сопротивлений цепи УОС:

$$[M_{yoc}]_r = \begin{vmatrix} R_1 + R_{э.э} & R_{э.э} \\ R_{э.э} & R_{э.э} \end{vmatrix}.$$

В системе g-параметров эта матрица на основании зависимости (18) и соответствующих формул перехода

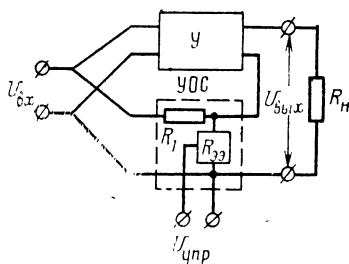


Рис. 39.

[126] примет вид:

$$[M_{\text{УОС}}]_g = \frac{1}{R_1 + R_{3,9}} \begin{vmatrix} 1 & -R_{3,9} \\ R_2 & R_1 R_2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \frac{K_{0,c}}{R_{3,9}} & -K_{0,c} \\ K_{0,c} & R_1 K_{0,c} \end{vmatrix}.$$

Результирующая матрица УУ будет равна сумме матриц цепи УОС и усилителя У:

$$[M_{\text{УУ}}] = \begin{vmatrix} g_{11} + \frac{K_{0,c}}{R_{3,9}} & g_{12} - K_{0,c} \\ g_{21} + K_{0,c} & g_{22} + R_1 K_{0,c} \end{vmatrix}.$$

При условии $g_{21} \gg K_{0,c}$ коэффициент передачи УУ определяется выражением

$$K_{\text{УУ}} = \frac{g_{21}}{g_{22} + R_1 K_{0,c}}.$$

Таким образом, регулировка $K_{\text{УУ}}$ производится изменением фактора обратной связи $K_{0,c}$ и, следовательно, изменением величины $R_{\text{УЭ}}$.

Ряд схем УУ с регулируемым эмиттерным импедансом такого типа рассмотрен в работах [82, 84].

Наряду с рассмотренными схемами широкое применение находят УУ с включением УЭ в эмиттерную цепь согласно схеме, изображенной на рис. 40.

Сопротивление $R_{\text{УЭ}}$ здесь изменяется в функции приложенного к нему напряжения $U_{\text{УЭ}}$ с помощью потенциометра R_p . В работе [124] отмечается, что наиболее эффективным с точки зрения

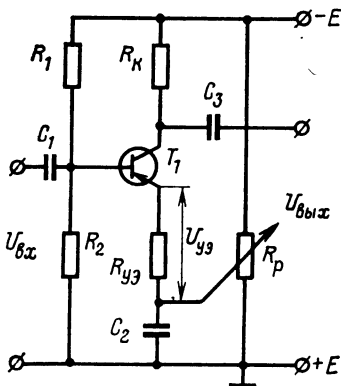


Рис. 40.

регулировки усиления является использование УЭ, схема которого приведена на рис. 41.

Управляемый элемент представляет собой соединение транзистора T_1 и резисторов R_1 и R_2 , обеспечивающих в схеме параллельную обратную связь по напряжению. В схеме УУ, построенной на базе использования такого УЭ (рис. 42), для обеспечения условия $I_2 R_{\text{УЭ}} = \text{const}$

УЭ шунтируется емкостью C_2 . Подбором величин резисторов R_1 и R_2 осуществляется ограничение рабочего участка характеристики усилительного транзистора в линейной области.

Выражение для динамической проводимости УЭ в функции от тока I_K может быть представлено упрощенной зависимостью [123]

$$G_{y\text{Э}} \approx \kappa I_K,$$

где $\kappa = R_2 / (R_1 + R_2)$.

В схеме УУ, изображенной на рис. 43, коэффициент деления напряжения κ , подаваемого на вход транзистора T_2 , составляет около 0,01. Это достигается за счет включения между делителем напряжения на резисторах R_7 и R_8 и входом транзистора T_2 эмиттерного повторителя (T_4). В этом случае возможно осуществление неравенства $R_7 \gg R_8$. При этом $\kappa = R_8 / R_7$. Дополнительный транзистор T_3 , включенный в эмиттерную цепь УЭ, выполняет функции преобразователя напряжения $U_{\text{упр}}$ в ток I_K .

Диапазон регулировки усиления в полосе частот до 8 МГц составляет примерно 40 дБ. Выравнивание ча-

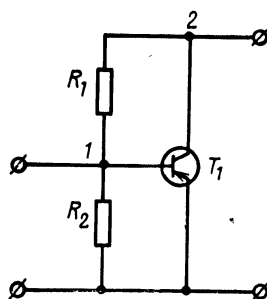


Рис. 41.

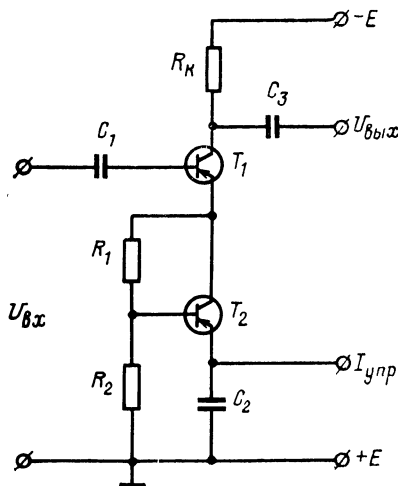


Рис. 42.

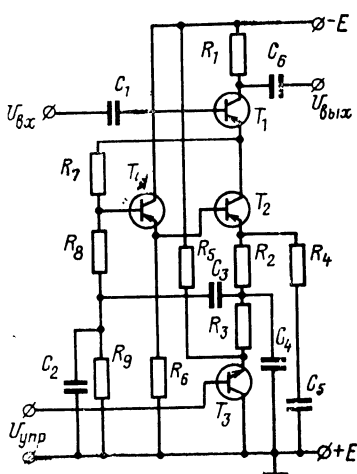


Рис. 43.

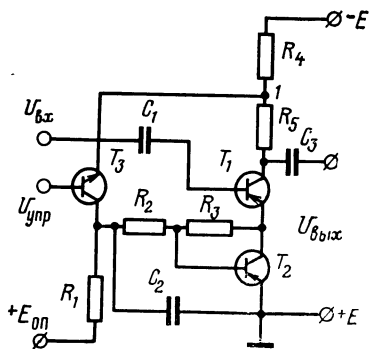


Рис. 44.

тот недостаток, что при минимальных значениях коэффициента передачи усилителя имеют неудовлетворительную температурную стабильность.

В приведенной на рис. 44 схеме УУ осуществляется температурная стабилизация коэффициента передачи. Она заключается в том, что температурные изменения коллекторного тока транзистора T_2 компенсируются изменением коллекторного тока транзистора T_3 , который определяется потенциалом точки 1. Чтобы на коэффициенте передачи УУ не сказывались температурные изменения коллекторного тока транзистора T_3 , производят соответствующий подбор опорного напряжения $E_{оп}$ и сопротивления резистора R_1 .

Регулировка величины коллекторного импеданса. Управляемые усилители с регулируемым коллекторным импедансом условно подразделяются на:

а) усилители с регулируемым сопротивлением нагрузки;

б) усилители с управляемой отрицательной обратной связью.

Особенности построения УУ первого типа достаточно хорошо описаны в литературе [4, 23, 25, 77, 80, 92, 123]. В качестве примера усилителя с регулируе-

мой характеристикой УУ с отклонением менее 1 дБ производится соответствующим подбором резисторов R_3 , R_4 и конденсаторов C_3 , C_4 и C_5 .

Очевидно, что рассмотренная схема УУ может быть использована в качестве самостоятельного усилителя и как составная часть УУПТ.

Рассмотренные выше схемы УУ с регулируемым эмиттерным импедансом имеют

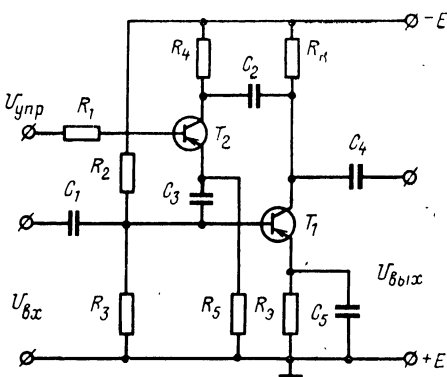


Рис. 45.

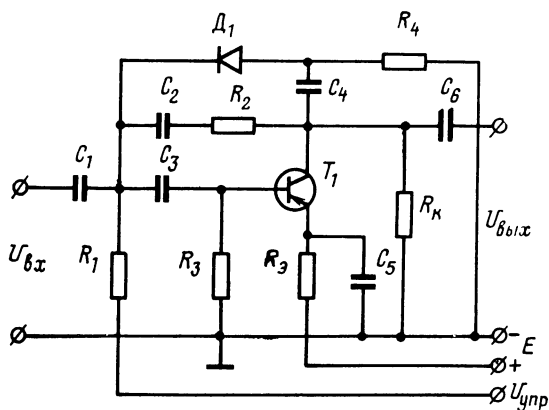


Рис. 46.

мой отрицательной обратной связью, введенной в его коллекторную цепь, рассмотрим схему, приведенную на рис. 45.

Нетрудно заметить, что регулировка коэффициента передачи усилителя по току производится за счет изменения сопротивления цепи обратной связи Y -типа [30], т. е.

$$K_{yyi} = \frac{K'_{yyi}}{1 + K'_{yyi} \frac{y_{120.c}}{Y_n}} = \frac{K'_{yyi}}{1 + K'_{yyi} K_{o.c}},$$

где K_{yyi} , K'_{yyi} — коэффициенты передачи УУ по току с учетом обратной связи и без нее; Y_n — проводимость нагрузки усилителя; $y_{120.c}$ — характеристический параметр проводимости цепи обратной связи усилителя.

Так как для двухполюсных УЭ $y_{120.c} = Y_{y3}$, а для трехполюсных УЭ функции $y_{120.c}$ будет выполнять проводимость одного из управляемых переходов транзистора, то, изменяя глубину обратной связи $K_{o.c}$, можно регулировать и K_{yyi} .

Коэффициент передачи по напряжению такого усилителя будет практически постоянным, так как при обратной связи и без нее он определяется отношением напряжений на коллекторе и базе транзистора T_1 . Аналитическое выражение для него будет иметь вид [73]:

$$K_{yy} = - \frac{y_{21} + y_{210.c}}{y_{22} + y_{220.c} + Y_n},$$

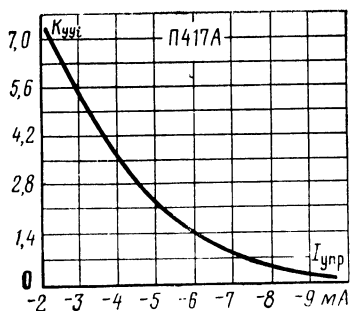


Рис. 47.

где y_{21} , y_{22} — характеристические параметры проводимостей усилительного транзистора.

На рис. 46 представлена одна из практических схем УУ такого типа. В качестве УЭ в ней используется диод типа Д18, шунтирующий цепь обратной связи R_2C_2 . При отсутствии управляющего сигнала наличие диода не сказывается на ра-

боте усилителя. При управляющем же токе $I_{упр} = 10$ мА сопротивление диода становится незначительным, что приводит к резкому увеличению коэффициента обратной связи $K_{о.с}$ и, следовательно, уменьшению коэффициента передачи УУ по току. Экспериментальная регулировочная характеристика УУ приведена на рис. 47.

Недостаток рассмотренного способа регулировки $K_{уу1}$ состоит в том, что наряду с изменением передачи по току происходит существенное изменение входной и выходной проводимостей усилителя.

8. УПРАВЛЯЕМЫЕ УПТ С РЕГУЛИРУЕМОЙ МЕЖКАСКАДНОЙ СВЯЗЬЮ

В качестве регулируемой межкаскадной связи могут применяться как обычные УЭ, так и более сложные схемы — управляемые аттенюаторы (УА) последовательного [18, 108, 123] или параллельного [25, 108] типов, в состав которых наряду с линейными резисторами входит один или несколько УЭ. Целесообразно использование также мостовых схем УА [117]. Возможности практического применения таких УА в системах АРУ достаточно подробно описаны в работах [4, 8, 13, 25, 111].

Для обеспечения эффективной регулировки коэффициента передачи УА последовательного типа необходимо, чтобы минимальное сопротивление УЭ было возможно меньше, а максимальное сопротивление возможно больше входного сопротивления следующего за ним каскада. Первому требованию в большей степени удовлетворяют плоскостные и микросплавные диоды, второму — точечные кремниевые диоды.

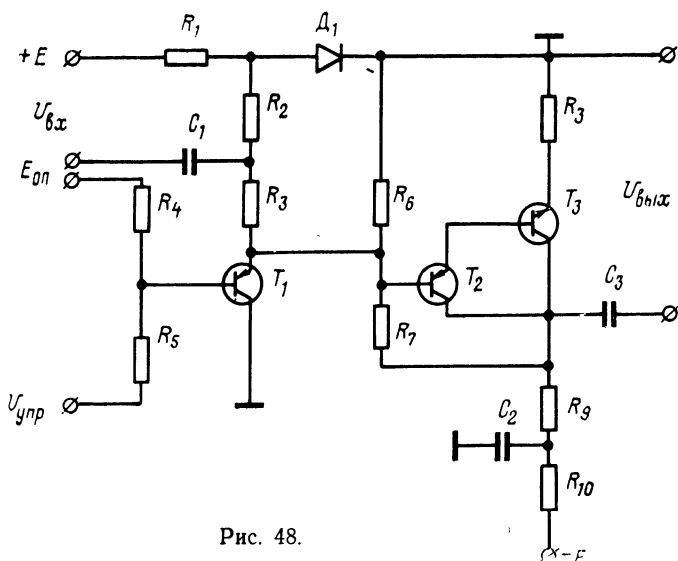


Рис. 48.

Простейшие схемы таких УА обеспечивают диапазон изменения $K_{УА}$ порядка 25 дБ, а последовательное соединение нескольких УА — до 40—45 дБ.

На рис. 48 приведена одна из практических схем УУ на базе УА параллельного типа. Атенюатор образован из резисторов R_1, R_2, R_3 и управляемого элемента — транзистора T_1 . Выход делителя соединен со входом инвертирующего двухкаскадного усилителя, собранного на транзисторах T_2 и T_3 .

Известно [25], что диапазон регулировки $K_{УА}$ УА параллельного типа не может превышать диапазона изменения сопротивления управляемого элемента. Более широкие пределы регулировки $K_{УА}$ можно получить при использовании мостовых схем УА [117].

Принципиально такие схемы УА могут обеспечить сколь угодно большой диапазон изменения коэффициента передачи УА, однако реализовать эту возможность практически не всегда удастся, так как мостовые схемы УА требуют тщательной балансировки и температурной компенсации. Одна из таких схем приведена на рис. 49.

Регулировка $K_{УА}$ осуществляется за счет изменения степени разбаланса моста. При этом выходной сигнал УА будет максимальным при полной разбалансировке

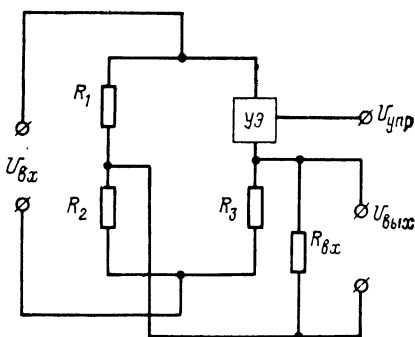


Рис. 49.

моста и равен нулю, когда мост сбалансирован.

В используемых на практике мостовых схемах УА обычно выполняется условие $R_1 = R_2 \ll R_3$ и зависимость $K_{УА} = f(R_{УЭ})$ может быть рассчитана с помощью приближенного соотношения

$$K_{УА} \approx \frac{1}{2} - \frac{R_{УЭ}}{R_{УЭ} \pm R_3}.$$

Наиболее широкое применение в УА находят полупроводниковые диоды, обладающие резкой зависимостью дифференциального сопротивления от положения рабочей точки на статической характеристике. К ним следует отнести кремниевые диоды Д204—Д207, Д226, а также Д101—Д103. Применение транзисторов предпочтительнее в том случае, когда регулировка величины сопротивления УЭ должна производиться небольшими управляющими токами. Управляемые аттенюаторы на транзисторах обладают также значительно меньшей температурной чувствительностью.

Наряду с управляемыми аттенюаторами в схемах УУПТ часто применяется компенсационный способ регулировки межкаскадной связи. Такой способ основан на использовании двух параллельных каналов усиления (рис. 50) — основного (1) и компенсационного (2), что позволяет значительно расширить диапазон управления $K_{УУ}$.

Эффект расширения диапазона регулирования $K_{УУ}$ состоит в получении суммарного коэффициента передачи УУ $K_{УУ}$, приблизительно равного нулю. Это происходит вследствие того, что значение коэффициента передачи канала 2 подбирается равным минимальному значению коэффициента передачи канала 1 ($K_{УУ\text{мин}}$). А так как сигналы, снимаемые с выходов основного и компенсационного каналов, отличаются по фазе на 180° , то они вы-

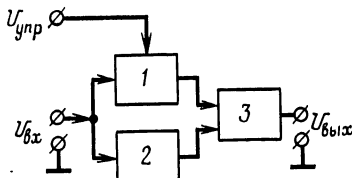


Рис. 50.

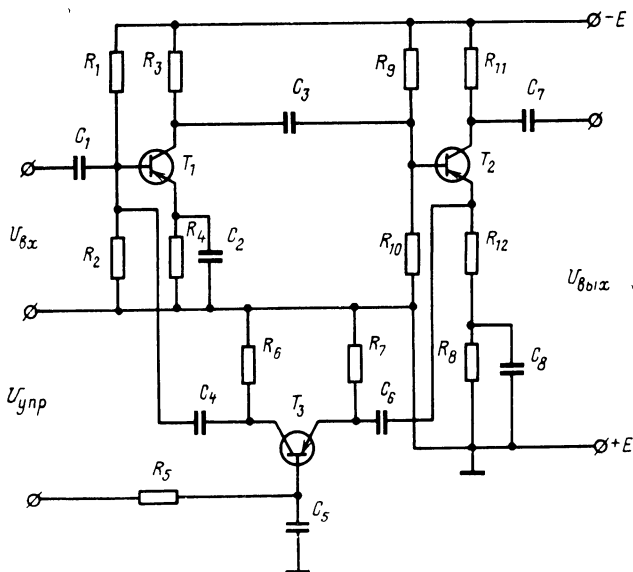


Рис. 51.

читаются в сумматоре 3 и суммарный коэффициент передачи при регулировке коэффициента передачи канала 1 будет изменяться в больших пределах, чем коэффициент передачи основного канала.

Компенсационный способ регулировки $K_{уу}$ может быть реализован и по другой функциональной схеме, отличной от приведенной на рис. 50. Отличие может состоять в перераспределении функций блоков 1, 2 и 3 между собой. Принципиальная схема одного из вариантов такой схемы УУ приведена на рис. 51. Коэффициент передачи УУ определяется степенью затухания сигнала обратной связи в каскаде транзистора T_3 . Причем при увеличении напряжения $U_{упр}$ отрицательной полярности $K_{уу}$ будет уменьшаться. Максимальное же усиление УУ будет при небольших положительных напряжениях $U_{упр}$.

Диапазон регулировки $K_{уу}$ в приведенной схеме УУ составляет около 40 дБ. Последовательное соединение двух аналогичных усилителей позволяет расширить диапазон до 80 дБ [101].

Отличительная особенность приведенной схемы УУ состоит в том, что при управлении коэффициентом передачи не изменяется режим работы транзисторов T_1 и T_2 по постоянному току.

9. УПРАВЛЯЕМЫЕ УПТ АМ

На рис. 52 и 53 приведены принципиальные схемы УУПТ, построенные в соответствии с блок-схемой рис. 6. Рассмотрим основные их элементы.

В работе рассматривается случай использования простейших схем транзисторных ключей (T_1, T_6), находящих наибольшее применение в устройствах автоматики и вычислительной техники [12, 28].

Повышенная чувствительность приведенных схем УУПТ ко входному сигналу обеспечивается инверсным включением ключевых схем М и ДМ. Величины остаточных параметров модулятора ($r_{ост}$, $U_{ост}$ и $I_{ост}$) при таком включении будут минимальными, что в значительной степени предопределяет температурную стабильность и величину дрейфа УУПТ.

Порог чувствительности УУПТ характеризуется остаточным напряжением $U_{ост}$, приведенным к его входу, т. е. величиной

$$U_{ост.вх} = U_{ост} \frac{R_1 + R_c}{R_{вх} + r_{ост}}.$$

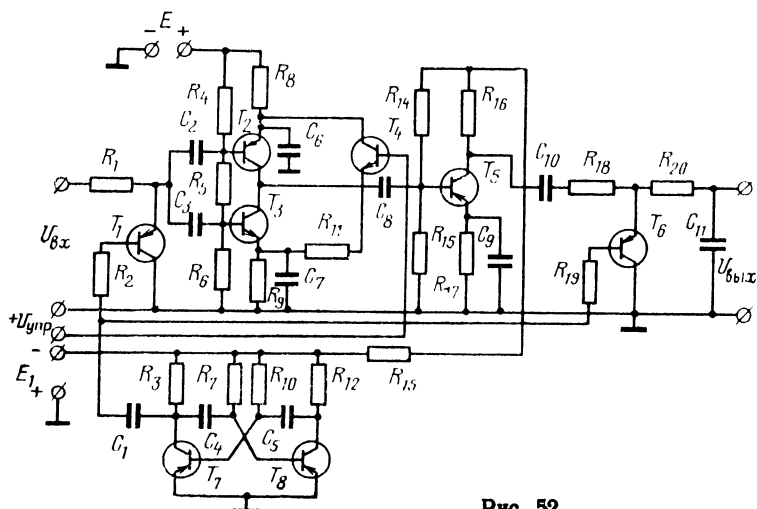


Рис. 52.

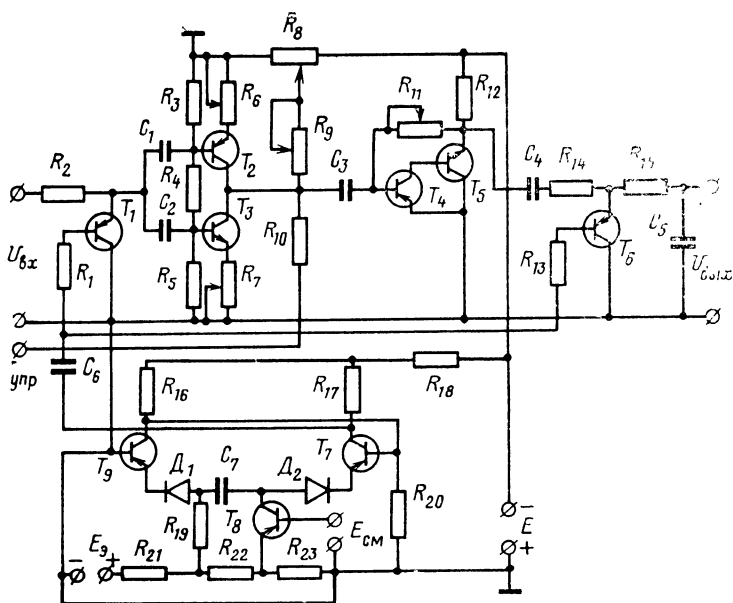


Рис. 53.

Таким образом, чувствительность УУПТ определяется его входным сопротивлением $R_{вх}$ и сопротивлением источника сигнала R_c . Если управляемый УПТ работает от низкоомных датчиков ($R_c < 1$ кОм) как усилитель напряжения ($R_{вх} > R_c$), то величина резистора R_1 выбирается из условия $R_1 > 1$ кОм. Входное же сопротивление используемого в УУПТ модулятора обычно ниже 10 кОм.

Чувствительность транзисторных модуляторов по напряжению обычно составляет 1—5 мВ, в то время как диодных — около 10 мВ, а ламповых — около 100 мВ [7, 41].

В качестве управляемых усилителей переменного тока в первой схеме УУПТ (рис. 52) использована двухтактная схема, во второй (рис. 53) — усилитель с реверсивным усилением [16, 17].

Двухтактная схема УУ построена на транзисторах T_2 и T_3 противоположных типов проводимостей, что устраняет необходимость применения фазоинверсного каскада и выходного трансформатора. Параллельное соединение транзисторов по переменному току позволяет при

подаче на их базы соответствующих напряжений сместить рабочие точки транзисторных каскадов на более линейные участки входных характеристик и тем самым добиться линейризации амплитудной и регулировочной характеристик УУ.

Регулировка коэффициента передачи приведенной схемы УУ по напряжению осуществляется при помощи транзистора T_4 , управляющего эмиттерным током транзистора T_3 . Хорошую стабильность усиления обеспечивают элементы отрицательной обратной связи усилителя по постоянному току — резисторы R_8 и R_9 . В качестве защиты от перегрузок в коллекторной цепи регулируемого транзистора T_4 возможно включение дополнительного резистора.

Рассмотренная схема УУ имеет существенный недостаток, который состоит в наличии обратного воздействия выходного сигнала на входной через емкость коллекторного перехода транзистора T_2 (или T_3). Для его устранения в цепь УУ включается развязывающий каскад на транзисторе T_4 (рис. 54). При этом входное сопротивление вспомогательного транзисторного каскада подбирается из условий максимального коэффициента передачи усилителя по напряжению.

Значительный вклад в дело построения широкодиапазонных линейно-управляемых усилителей внесли работы по созданию УУ с реверсивным усилением (УРУ) [17, 44, 109].

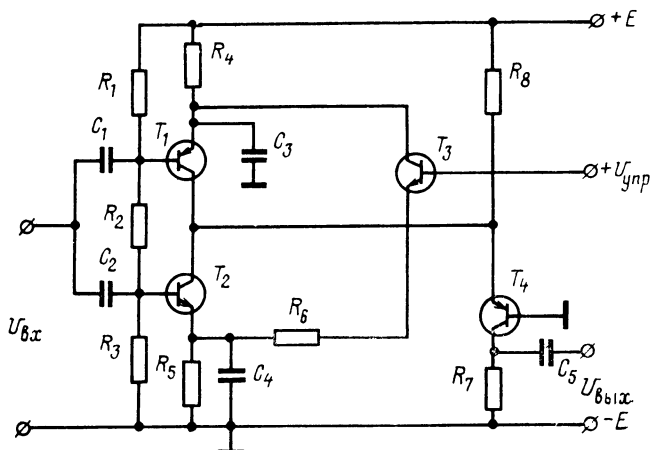


Рис. 54.

Рассмотрим в качестве примера схему УРУ (рис. 53) с включением усилительных транзисторов (T_2 , T_3) по принципу дополнительной симметрии.

Несмотря на сравнительную простоту, схема УРУ имеет линейные амплитудную и регулировочную характеристики при обеих полярностях управляющего напряжения и обеспечивает изменение фазы выходного сигнала при изменении полярности напряжения $U_{упр}$.

УРУ можно представить состоящим из двух идентичных управляемых четырехполюсников УУ₁ и УУ₂ (рис. 55), коэффициенты передачи которых регулируются изменением g_{21} — параметров транзисторов. Практически это осуществляется изменением коллекторных токов транзисторов T_2 и T_3 .

Поскольку транзисторы T_2 и T_3 противоположных типов проводимостей, то транзистор T_3 в основном управляется напряжением положительной полярности, а транзистор T_2 — напряжением отрицательной полярности. При $U_{упр} = 0$ четырехполюсники представляют собой делители напряжения, обеспечивающие передачу сигнала на выход УРУ. Экспериментально установлено [60], что при строгой идентичности транзисторов T_2 и T_3 выходное напряжение УРУ будет равно нулю. Однако трудности подбора таких транзисторов не позволяют этого добиться в полной мере. Поэтому в точку соединения коллекторов усилительных транзисторов через резистор R_9 подается опорное напряжение. Как правило, различие характеристик идентичных транзисторов противоположных проводимостей в большей степени проявляется у мощных транзисторов. У маломощных транзисторов это различие не столь существенно.

Установка симметричности работы обоих плеч УРУ относительно изменения напряжения $U_{упр}$ при перемене его полярности производится переменными резисторами R_6 и R_7 .

Балансировка нуля УРУ осуществляется с помощью резисторов R_9 и R_8 .

Следует отметить, что неидентичность характеристик транзисторов T_2 и T_3 нарушает балансировку нуля при изменении полярности входного напряжения УУПТ, со-

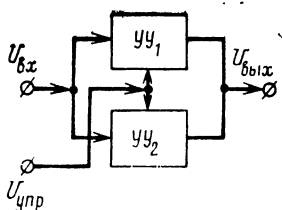


Рис. 55.

ставной частью которого УРУ является [17]. Это вызывает в свою очередь асимметрию регулировочной характеристики УРУ и УУПТ при перемене полярностей входного и управляющего напряжений.

Регулировочная характеристика УУПТ в реверсивном режиме работы приведена на рис. 56. Для значений входного сигнала до 100 мВ ее нелинейность в интервале управляющих напряжений $U_{упр} = \pm(0 \div 0,4)$ В не превышает 2%.

Симметричность регулировочной характеристики управляемого УПТ при изменении полярностей входного и управляющего напряжений будет в значительной степени определяться режимом работы составного транзистора T_4, T_5 по постоянному току. Его изменение может быть осуществлено переменным резистором R_{11} . При отсутствии требований к симметричности регулировочной характеристики и соответствующем подборе режимов работы каскадов УРУ и составного транзистора величина коэффициента передачи УУПТ может составлять около 20. Диапазон линейного изменения коэффициента передачи при этом будет более 40 дБ. Минимальное значение коэффициента передачи УУПТ ограничивается нестабильностью нуля и остаточными параметрами его входного преобразователя. Нелинейность управляемого УПТ по входному сигналу в интервале входных напряжений от 0 до ± 100 мВ составляет 2%.

Для увеличения выходного напряжения усилителя применяется дополнительный каскад усиления, собранный по схеме составного транзистора (T_4, T_5) с дополнительной симметрией.

Схемы обычных составных транзисторов из-за наличия в них глубокой отрицательной обратной связи характеризуются небольшим значением усиления по мощности. Особенностью же данной схемы усилителя, построенной на транзисторах противоположных типов проводимостей, является получение большого входного сопротивления и усиления по мощности. Последнее возможно вследствие большого коэффициента передачи составного транзистора по току [48]. Для такого

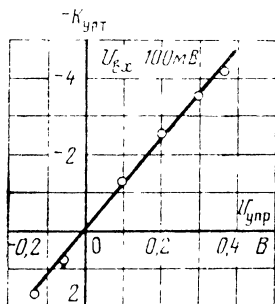


Рис. 56.

соединения транзисторов характерна также высокая температурная стабильность [106].

В качестве генераторов прямоугольных импульсов используются симметричный мультивибратор на транзисторах T_7 , T_8 (рис. 52) и мультивибратор с эмиттерной времязадающей цепью (T_7 , T_8 , T_9 в схеме УУПТ на рис. 53). Частота преобразования в рассматриваемых УУПТ составляет около 4 кГц.

Частотные свойства демодуляторов определяются элементами фильтров $C_{11}R_{20}$ (рис. 52) и C_5R_{15} (рис. 53)

Глава третья

ФУНКЦИОНАЛЬНО-УПРАВЛЯЕМЫЕ УСИЛИТЕЛИ

10. КРИТЕРИЙ ФУНКЦИОНАЛЬНОГО УПРАВЛЕНИЯ УСИЛЕНИЕМ

Из анализа схем управляемых усилителей переменного тока, проведенного во второй главе работы, следует, что характеристики управления их усилением могут быть представлены функцией величины выделенного в явном виде управляемого пассивного или активного элемента. Это возможно в усилителях с изменением режима по постоянному току, а также с регулируемым импедансом в цепях переменного тока и межкаскадной связи.

Возможность построения функционально-управляемых усилителей, т. е. управляемых по заданному закону, целесообразно рассмотреть на базе обобщенной модели управляемого многополюсника (рис. 13), коэффициент передачи которого в функции проводимости УЭ выражается соотношением (10).

Из принципа параметрического управления коэффициентом передачи усилителя следует, что для реализации функциональной регулировочной характеристики необходимо произвести соответствующий подбор типа управляемого элемента, а точнее — зависимости $R_{y\theta} = f(U_{упр})$. Соотношения, описывающие зависимость h -параметров от режима работы транзистора, не дают четкого представления о функциональном законе изменения коэффициента передачи УУ. Поэтому основным параметром, характеризующим функциональную регулировку усиления УУ, а следовательно, и УПТ, может

служить крутизна управления $S_{\text{упр}}$, определяемая следующим выражением:

$$S_{\text{упр}} = \frac{\partial K_{\text{уу}}}{\partial U_{\text{упр}}} \quad (19)$$

По характеру изменения коэффициента $S_{\text{упр}}$ в функции напряжения $U_{\text{упр}}$ можно судить о законе функциональной регулировки усиления. Так, для усилителей с линейной, логарифмической, степенной и экспоненциальной регулировочными характеристиками вида

$$K_{\text{уу}} = aU_{\text{упр}}^{\pm} K_{\text{уу0}}, \quad (20)$$

$$K_{\text{уу}} = a \ln U_{\text{упр}}, \quad (21)$$

$$K_{\text{уу}} = aU_{\text{упр}}^c, \quad (22)$$

$$K_{\text{уу}} = ae^{cU_{\text{упр}}} \quad (23)$$

выражения для крутизны управления будут иметь вид:

$$S_{\text{упр}} = a, \quad (24)$$

$$S_{\text{упр}} = a/U_{\text{упр}}, \quad (25)$$

$$S_{\text{упр}} = acU_{\text{упр}}^{c-1}, \quad (26)$$

$$S_{\text{упр}} = ace^{cU_{\text{упр}}}, \quad (27)$$

где c — показатель нелинейности.

Если известно выражение (10) для коэффициента передачи УУ, то крутизна $S_{\text{упр}}$ в функции от $Y_{\text{уэ}}$ может быть записана в виде следующего соотношения:

$$\begin{aligned} S_{\text{упр}} &= \frac{\partial K_{\text{уу}}}{\partial Y_{\text{уэ}}} \frac{\partial Y_{\text{уэ}}}{\partial U_{\text{упр}}} = \\ &= \frac{[\Delta'_{11}\Delta'_{12}, (p+q) (p+q) - \Delta'_{12}\Delta'_{11}, (p+q) (p+q)]}{[\Delta'_{11} + Y_{\text{уэ}} \Delta'_{11}, (p+q) (p+q)]^2} \frac{\partial Y_{\text{уэ}}}{\partial U_{\text{упр}}}. \end{aligned}$$

Отсюда можно найти требуемую зависимость проводимости управляемого элемента $Y_{\text{уэ}}$ от управляющего напряжения $U_{\text{упр}}$ для реализации характеристик (20) — (23).

11. ФУНКЦИОНАЛЬНО-УПРАВЛЯЕМЫЕ УСИЛИТЕЛИ С ИЗМЕНЕНИЕМ РЕЖИМА ПО ПОСТОЯННОМУ ТОКУ

Для реализации функциональных регулировочных характеристик в схемах УУ с изменением режима по постоянному току h -параметры усилительного транзистора должны изменяться по вполне определенному закону в функции эмиттерного тока (или коллекторного напряжения) и, следовательно, от напряжения $U_{\text{упр}}$.

Для схем УУ с общей базой (рис. 8) зависимость $h_{116} = f(U_{\text{упр}})$ будет иметь вид:

$$h_{116} \approx \frac{1}{bI_{\text{э}} [\exp b(U_{\text{упр}} - I_{\text{э}}R_{\text{э}})]}.$$

Маломощные германиевые транзисторы типа П15, МП40, П401 и т. п. характеризуются практически линейной зависимостью $h_{116} = f(I_{\text{э}})$ для небольших пределов изменений тока $I_{\text{э}}$ (или напряжения $U_{\text{к}}$), т. е.

$$h_{116} = h_{116.н} (1 + A_1 \Delta I_{\text{э}}), \quad (28)$$

где $h_{116.н}$ — значение параметра h_{116} для начального значения тока $I_{\text{э}}$; $\Delta I_{\text{э}} = I_{\text{э.макс}} - I_{\text{э}}$;

$$A_1 = \frac{h_{116} - h_{116.н}}{h_{116.н} (I_{\text{э.макс}} - I_{\text{э}})}; \quad (29)$$

$I_{\text{э.макс}}$ — максимальное значение тока $I_{\text{э}}$.

Выражение (28) является линейной функцией, аппроксимирующей зависимость гиперболического характера

$$h_{116} = \frac{h_{116.н}}{(1 + \delta I_{\text{э}})}, \quad (30)$$

где $\delta I_{\text{э}} = (I_{\text{э.макс}} - I_{\text{э}}) / I_{\text{э.макс}}$.

Эта зависимость справедлива для маломощных германиевых транзисторов в диапазоне изменений тока $I_{\text{э}}$ от 0,3 до 3,0 мА.

Подставляя значение параметра h_{116} , заданного выражением (30), в формулу (29), получаем значение коэффициента A_1 , удовлетворяющее условию линеаризации характеристики (30)

$$A_1 = -1 / I_{\text{э.макс}}.$$

Таким образом, рассмотренная выше схема УУ с общей базой может обеспечить линейную регулировку уси-

рующим воздействием в базовой цепи и эмиттерным током усилителя.

Транзисторы T_1 и T_2 работают на высокоомный резистор R_3 . Их режим работы по постоянному току определяется выражениями

$$R_3(I_1 + I_2) = U_{\text{д}} + U_m - U_{\text{бэ1}}, \quad R_3(I_1 + I_2) = U_{\text{д}} + U_6 - U_{\text{бэ2}},$$

т. е. эмиттерный потенциал задается посредством стабилитрона D_1 и при больших значениях R_3 изменение суммарного тока ($I_1 + I_2$) от температуры будет незначительным. Компенсация температурной погрешности по цепи управления осуществляется термистором R_m . В случае использования дрейфовых транзисторов, имеющих небольшие значения сопротивления базы и эмиттерного тока насыщения, экспоненциальная регулировка $K_{\text{уу}}$ в диапазоне 70 дБ будет возможна в интервале температур до 50°C.

Так как характер зависимостей $R_{\text{уэ}} = f(I_3)$ и $R_{\text{уэ}} = f(U_{\text{упр}})$ определяется в основном физическими свойствами усилительного транзистора, то в УУ, показанных на рис. 8 и 14, нельзя получить функциональное многообразие регулировочных характеристик без применения дополнительных функциональных управляемых элементов.

12. ФУНКЦИОНАЛЬНО-УПРАВЛЯЕМЫЕ УСИЛИТЕЛИ НА ОСНОВЕ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Одним из эффективных способов расширения класса реализуемых функциональных регулировочных характеристик является включение функционально-управляемого элемента (ФЭ) во внешнюю цепь УУ по постоянному току.

Выясним, какова должна быть вольт-амперная характеристика ФЭ, включенного в эмиттерную цепь УУ (рис. 8), для реализации, например, регулировочной характеристики, изменяющейся по степенному закону

$$K_{\text{уу}} = a U_{\text{упр}}^c.$$

Приравнявая выражения (11) и (22), при выполнении условий $R_{\text{вх}} \gg R_{\text{с}}$ и $I_3 \gg I_{30}$ получаем зависимость эмиттерного тока от управляющего воздействия

$$I_3 = \frac{a(1 + \alpha R_{\text{к}} b B) U_{\text{супр}}}{\alpha b R_{\text{к}}}.$$

Такая зависимость может быть получена с помощью полупроводникового диода или какого-либо другого элемента, обладающего вольт-амперной характеристикой вида

$$I_{\Phi\Xi} = MU_{\Phi\Xi}^s, \quad (31)$$

где M , s — параметры нелинейности вольт-амперной характеристики $\Phi\Xi$.

В качестве функциональных элементов можно использовать нелинейные сопротивления на основе карбида кремния [35]. Благодаря возможности управления технологическим процессом изготовления отмеченные типы варисторов обладают функциональным разнообразием вольт-амперных характеристик. Вольт-амперные характеристики некоторых типов варисторов, изготовленных на кафедре диэлектриков и полупроводников Киевского политехнического института, имеют вид, изображенный на рис. 58, и в общем случае описываются следующей аналитической зависимостью:

$$I_{\Phi\Xi} = NU_{\Phi\Xi} + PU_{\Phi\Xi}^2 + QU_{\Phi\Xi}^3, \quad (32)$$

где N , P , Q — постоянные для данного типа $\Phi\Xi$ коэффициенты, определяемые по точкам экспериментально снятой вольт-амперной характеристики [35, 62].

Упрощенно выражение (32) можно аппроксимировать степенной зависимостью (31), основным критерием нелинейности которой является показатель степени s . Для варисторов, обозначенных изготовителями индексами

А—V, Б—V, С—III и С—VIII, этот показатель для точек M_1 , M_2 , M_3 и M_4 равен 1,7; 2,8; 4,0; 4,5.

Сравнивая закон изменения регулировочных характеристик $\Phi\Upsilon\Upsilon$ (рис. 59) с вольт-амперными характеристиками $\Phi\Xi$ на рис. 58, отметим, что сущность функционального управления усилением в данной схеме сводится

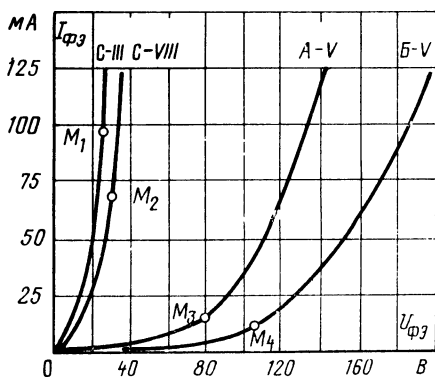


Рис. 58.

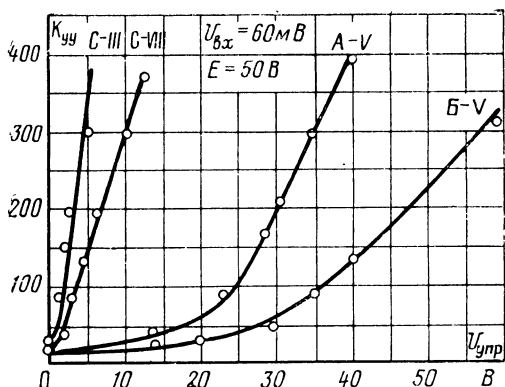


Рис. 59.

к изменению эмиттерного тока усилителя, а следовательно, и K_{uy} по закону вольт-амперной характеристики ФЭ. Функциональное соответствие этих характеристик выполнено в большей степени для варисторов типа А—V и Б—V, статические сопротивления которых в области небольших напряжений $U_{упр}$ удовлетворяют условию $r_{об} < R_{ФЭ}$.

По сравнению с германиевыми диодами и транзисторами используемые типы варисторов имеют лучшую температурную стабильность— $ТКС = (1 \div 3) 10^{-3} ^\circ C^{-1}$, в то время как для диодов и транзисторов $ТКС = (1 \div 5) 10^{-2} ^\circ C^{-1}$.

13. КОРРЕКЦИЯ РЕГУЛИРОВОЧНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ФУУ

Если использование ФЭ не приносит желаемых результатов для достижения требуемой функциональности управления коэффициентом передачи, наиболее подходящим действием будет деформация вольт-амперных характеристик ФЭ корректирующими элементами (рис. 60).

Рассмотрим случай включения в цепь УУ на рис. 8 параллельного соединения корректирующего резистора $R_{кор}$ и функционального элемента (рис. 60).

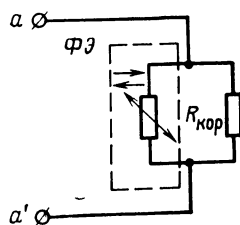


Рис. 60.

Выясним, из каких соображений должен выбираться элемент $R_{\text{кор}}$ для получения степенной регулировочной характеристики вида (22), если вольт-амперная характеристика ФЭ имеет вид зависимости (32).

Используя безразмерные величины

$$u_0 = \frac{U_{\text{ФЭ}}}{U_{\text{ФЭ ном}}} \text{ и } i_0 = \frac{I_{\text{ФЭ}}}{I_{\text{ФЭ ном}}},$$

получаем:

$$K_{\text{уу}} \approx \frac{\alpha b R_{\text{к}} (n_0 + 3p_0 U_{\text{упр}}^2 + 5q_0 U_{\text{упр}}^5)}{(1 + \alpha R_{\text{к}} b B)},$$

где

$$n_0 = N \frac{U_{\text{ФЭ ном}}}{I_{\text{ФЭ ном}}},$$

$$p_0 = P \frac{U_{\text{ФЭ ном}}^2}{I_{\text{ФЭ ном}}},$$

$$q_0 = Q \frac{U_{\text{ФЭ ном}}^5}{I_{\text{ФЭ ном}}}.$$

В нормированном виде вольт-амперная характеристика комбинированной цепи запишется следующим образом:

$$i_0 = n_0 u_0 + p_0 u_0^3 + q_0 u_0^5 + y_{\text{кор}} u_0. \quad (33)$$

Подлежащая реализации регулировочная характеристика может быть получена с использованием вольт-амперной характеристики (31), которая в безразмерном виде запишется так:

$$i_0 = m_0 u_0^s, \quad (34)$$

где

$$m_0 = M \frac{U_{\text{ФЭ ном}}^s}{I_{\text{ФЭ ном}}}.$$

Параметры m_0 и $y_{\text{кор}}$ определяются из условий минимума интеграла квадрата ошибки воспроизведения зависимости (34) с помощью функции (33)

$$\delta^2_0 = \int_0^1 (n_0 u_0 + p_0 u_0^3 + q_0 u_0^5 + y_{\text{кор}} u_0 - m_0 u_0^s)^2 du_0.$$

Продифференцировав это выражение по m_0 и $y_{\text{кор}}$, получим систему

$$m_0 = \frac{2(s+2)(2s+1)}{5(s-1)(s+4)} p_0 + \frac{4(s+2)(2s+1)}{7(s-1)(s+6)} q_0,$$

$$y_{\text{кор}} = - \left[n_0 + \frac{3(s-3)(s+2)}{5(s-1)(s+4)} p_0 + \frac{3(s-5)(s+2)}{7(s-1)(s+6)} q_0 \right].$$

Возможность коррекции регулировочных характеристик УУ позволяет широко использовать различные УЭ и их комбинации с линейными резисторами при построении зависимостей вида (20) — (23) и тем самым значительно расширяет область применения управляемых усилителей.

14. СПОСОБЫ ЛИНЕАРИЗАЦИИ ХАРАКТЕРИСТИК УПРАВЛЯЕМЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Условия линейности амплитудной $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ и регулировочной характеристик УУ характеризуются постоянством дифференциального коэффициента передачи

$$S_a = \frac{\partial U_{\text{вых}}}{\partial U_{\text{вх}}} = \text{const}$$

и крутизны управления усилением, т. е. $S_{\text{упр}} = \text{const}$.

Для управляемых УПТ, построенных на принципе изменения коэффициента передачи УУ [17], основными факторами, обуславливающими нелинейность этих характеристик, являются:

а) зависимость коэффициента усиления по току транзистора от коллекторного тока;

б) зависимость сопротивления базы от тока I_K ;

в) нелинейная взаимосвязь между коллекторным током и напряжением U_K при постоянстве других величин;

г) нелинейная зависимость тока на выходе УУ от напряжения на его входе;

д) зависимость сопротивления УЭ от амплитуды входного и управляющего сигналов.

Перечисленные факторы в той или иной степени определяют нелинейную связь между управляемым и управляющим параметрами, а степень их влияния зависит от способа регулировки $K_{\text{уу}}$ и назначения усилителя.

Так, влияние факторов «а», «б» и «в» сказывается в основном в мощных усилительных каскадах, фактор «г»

играет большую роль в усилителях напряжения, а фактор «д» проявляет себя при больших входных сигналах [75, 78, 103].

Основным источником искажений характеристик является нелинейность зависимости (4), определяемая величиной напряжения $U_{\text{бэ}}$.

Напряжение $U_{\text{бэ}}$ можно представить состоящим из двух компонентов — постоянного напряжения U_A и переменного $U_B \cos \omega_c t$. С учетом этих составляющих зависимость (4) переписывается в виде

$$I_K = I_{K0} \exp bU_A \exp bU_B \cos \omega_c t. \quad (35)$$

Принимая $a_1 = bU_A$, $b_1 = bU_B$ и учитывая, что второй сомножитель можно выразить модифицированной функцией Бесселя k -го порядка $J_k(b_1)$, запишем:

$$\begin{aligned} \exp b_1 \cos \omega_c t = & J_0(b_1) + 2J_1(b_1) \cos \omega_c t + \\ & + 2J_2(b_1) \cos 2\omega_c t + \dots, \end{aligned}$$

где $J_0(b_1)$, $J_1(b_1)$, $J_2(b_1)$ — табличные значения функции [78].

Окончательное выражение для тока I_K примет вид:

$$\begin{aligned} I_K = I_{K0} \exp a_1 [& J_0(b_1) + 2J_1(b_1) \cos \omega_c t + \\ & + 2J_2(b_1) \cos 2\omega_c t + \dots], \end{aligned}$$

откуда

$$I_0 = I_{K0} J_0(b_1) \exp a_1, \quad I_{K1} = I_{K0} 2J_1(b_1) \exp a_1,$$

$$I_{KK} = I_{K0} 2J_2(b_1) \exp a_1.$$

Искажения входного сигнала $U_{\text{вх}}$ можно охарактеризовать соотношением, определяющим искажения гармоник,

$$\sigma_a = \frac{I_{KK}}{I_0} = 2 \frac{J_2(b_1)}{J_0(b_1)}.$$

На основании зависимостей $J_n(b_1)/J_0(b_1)$, приведенных в работе [78] для некоторых типов транзисторов, можно заключить, что для обеспечения искажений σ_a порядка одного процента величина напряжения $U_{\text{бэ}}$ не должна превышать 4 мВ. В реальных схемах УУ эти искажения будут больше, так как они будут определяться степенью действия ряда факторов «а» — «д».

В некоторых случаях искажения входного сигнала упрощенно можно найти из выражения [123]

$$\sigma_a \approx b U_{бэ}. \quad (36)$$

С целью увеличения уровня входного сигнала при сохранении заданных искажений иногда используют обратный участок входных характеристик транзисторов. При этом рабочий режим усилительного каскада выбирается таким образом, чтобы максимальный сигнал $U_{вх}$ не открывал транзистор. Таким образом, максимальный уровень входного сигнала $U_{вх.макс}$ должен ограничиваться, с одной стороны, запорным напряжением $U_{бэ.зап.}$, и, с другой стороны — точкой отсечки базового тока $U_{бэ0}$. Определить его можно по формуле [94]

$$U_{вх.макс} = \frac{|U_{бэ.зап.}| + |U_{бэ0}|}{4\sqrt{2}}.$$

Ориентировочные величины напряжений $U_{вх.макс}$, $U_{бэ.зап.}$ и $U_{бэ0}$ для некоторых типов зарубежных транзисторов приведены в табл. 2.

В таком режиме работы приблизительно линейная регулировка усиления возможна в диапазоне 30—40 дБ.

Незначительная линеаризация амплитудной и регулировочной характеристик УУ при соответствующих способах регулировки усиления изменением режима по постоянному току может быть осуществлена определенным

Таблица 2

Вид транзистора	Тип	$U_{бэ.зап.}$ В	$U_{бэ0}$, В	$U_{вх.макс.}$ В
Германиевые MADT	OC170 AF126	1,0	0,3	0,23
Германиевые мезатранзисторы	GF501 AF139	0,3	0,3	0,1
Кремниевые планарные	BFY34 KF507 BF100	5,0	0,5	0,97
Кремниевые эпитаксиальные планарные	2N706	5,0	0,5	0,97

подбором резисторов в схеме. На основании существующих аналитических методов определения составляющих нелинейных искажений, вызываемых каждым источником нелинейности [81], эти резисторы можно легко подобрать. В частности, сопротивление R_3 можно определить, используя разложение в ряд Тейлора для эмиттерного тока [104]:

$$i_3 = \frac{U_{63}}{(r_{36} + R_3)} + U_{63}^2 \frac{r_{36}}{2I_3 (R_3 + r_{36})^2} - U_{63}^3 \frac{r_{36} (2R_3 - r_{36})}{6I_3^2 (R_3 + r_{36})^3}.$$

Нетрудно заметить, что искажения третьего порядка будут скомпенсированы при условии $2R_3 = r_{36}$. Это условие может быть также записано в виде $2bI_3 R_3 = 1$.

В управляемых усилителях с регулируемым эмиттерным импедансом функции R_3 частично выполняет УЭ. Очевидно, что управляющее напряжение в этом случае должно изменяться в интервале, обеспечивающем выполнение отмеченных выше условий. В общем случае для линеаризации амплитудных характеристик УУ путем подбора резистора R_3 могут быть использованы известные способы, находящие применение в неуправляемых усилителях [112].

Особое внимание необходимо обратить на искажения, вызванные нелинейностью характеристик используемых в УУ управляемых элементов. Для их оценки можно также руководствоваться формулой (36). Так, например, для схемы УУ, изображенной на рис. 17, где в качестве УЭ используется полупроводниковый диод, амплитуда входного сигнала будет составлять 5 мВ при $b = 0,1 \text{ В}^{-1}$ и $\sigma_a = 5\%$.

При включении в базовую цепь регулируемого транзистора делителя $R_1 R_2$, как это показано на рис. 42, амплитуда входного и управляющего сигналов УУ (рис. 43) может быть увеличена в $1/\kappa$ раз при той же величине σ_a . Это объясняется тем, что $\sigma_a = \kappa b U_{63}$.

Иногда для снижения искажений амплитудной характеристики управляемого усилителя в базовую цепь усилительного транзистора включают добавочное сопротивление, которое с входным сопротивлением усилителя и сопротивлением источника сигнала образует делитель напряжения с требуемым коэффициентом деления κ [103].

Зависимость искажений σ_a от величины входного сигнала имеет характер зависимости $I_3 = f(U_{63})$ и может

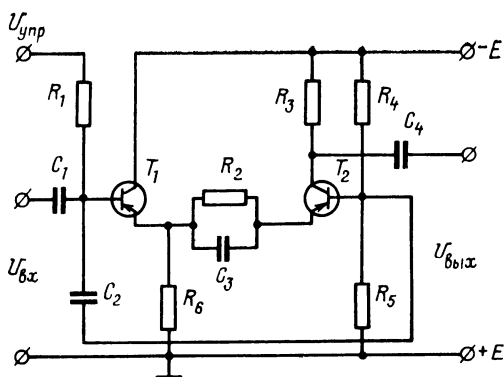


Рис. 62.

характеристик и нестабильность работы. На рис. 62 регулировка $K_{уу}$ осуществляется как за счет изменения коэффициента передачи схемы, так и за счет изменения входного разностного сигнала [110].

На рис. 63 приведена одна из модификаций схем УУ с эмиттерной связью. Особенность ее работы состоит в том, что потенциалы баз усилительных транзисторов T_2 и T_3 фиксируются каскадами с общим коллектором T_1 и T_4 , что обеспечивает большую стабильность работы усилителя. Так, нестабильность выходного напряжения УУ при изменении температуры в интервале $-10 \dots +40^\circ\text{C}$ составляет 7%. По причине взаимной компенсации нелинейных участков входных характеристик транзисторов T_2 и T_3 рассматриваемая схема характеризу-

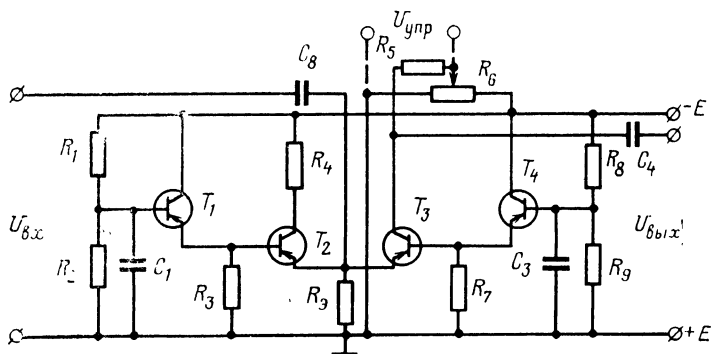


Рис. 63.

ется широким динамическим диапазоном по входному сигналу при незначительном уровне его нелинейных искажений (4% при напряжениях $U_{вх} = 72$ мВ и $U_{упр} = -8$ В).

Так как регулировка усиления УУ производится в области небольших коллекторных напряжений, то регулировочная характеристика схемы будет достаточно линейной (рис. 64).

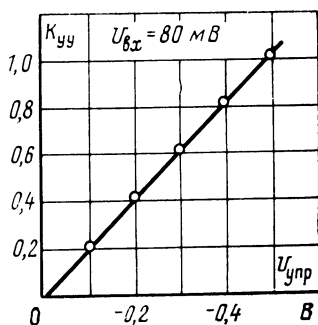


Рис. 64.

Одна из практических схем УУ с эмиттерной связью, используемая в цепях усиления видеочастоты телевизионных систем [107], представлена на рис. 65. Особенность ее построения заключается в подаче управляющего напряжения в эмиттерные цепи транзисторов, чем обеспечивается высокая линейность амплитудной характеристики в большом диапазоне изменений напряжения $U_{упр}$. В схеме УУ предусмотрены согласование по входу (транзистор T_1) и выходу (транзистор T_4) и установка желаемого коэффициента передачи на данной частоте подбором сопротивления R_3 и емкости C_3 .

Общим недостатком большинства схем УУ с эмиттерной связью является наличие составляющей управляющего сигнала в выходном напряжении. На рис. 66 при-

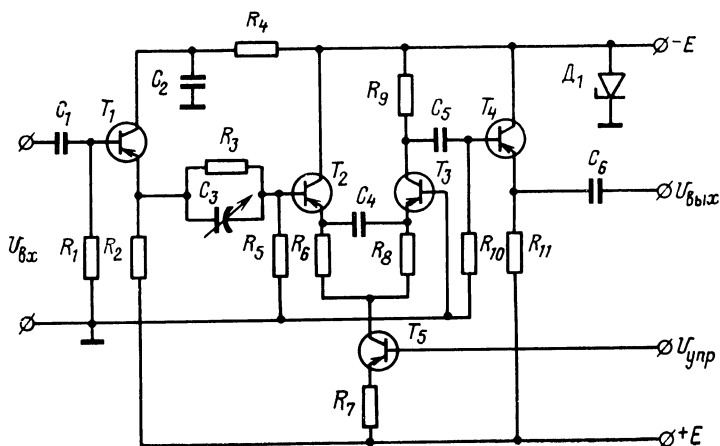


Рис. 65.

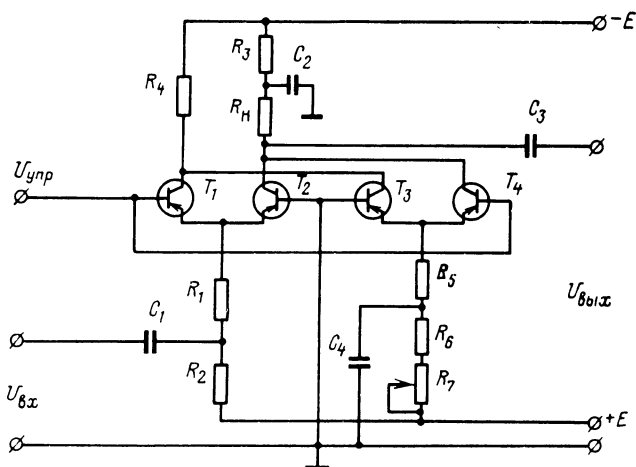


Рис. 66.

ведена балансная схема УУ, свободная от указанных недостатков.

Усилитель содержит две пары транзисторных каскадов с общей эмиттерной связью, собранных на транзисторах T_1, T_2 и T_3, T_4 . Такое включение транзисторных пар позволяет, например, при росте напряжения $U_{упр}$ соответственно уменьшить и увеличить токи транзисторов T_1, T_4 и T_2, T_3 . Так как при уменьшении тока транзистора T_4 ток другого транзистора T_2 увеличивается на ту же величину, то ток через общую нагрузку R_H не изменяется. Таким образом, при изменении напряжения $U_{упр}$ в нагрузке усилителя обеспечивается неизменность постоянной составляющей тока транзистора.

Глава четвертая

УПРАВЛЯЕМЫЕ УПТ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИИ

15. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Исследования возможностей регулировки коэффициента передачи УПТ типа МДМ с использованием ШИМ проведем на примере схемы УУПТ, изображенной на рис. 67.

Так как блоки модулятора (T_1) и демодулятора (T_3) для замкнутого и разомкнутого состояний транзисторных ключей могут быть представлены линейными аналогами [3], то выражения для их коэффициентов передач K_M и K_{DM} будут иметь вид:

$$K_M = \frac{R_{BX}}{R_{BX} + X(R_1 + R_c)} = \frac{1}{1 + X \frac{R_{1c}}{R_{BX}}}; \quad (37)$$

$$K'_{DM} = \frac{1 - X}{A_2 + \frac{A_3}{X}} \quad (38)$$

— для противофазного режима работы ключей,

$$K''_{DM} = \frac{X}{A_2 + \frac{A_3}{(1 - X)}}, \quad (39)$$

— для противофазного режима работы ключей,

где $A_2 = 1 + \frac{R_{13}}{R_{15}} + \frac{R_{15}}{R_H}$; $A_3 = \frac{R_{13}}{R_H}$; $R_{1c} = R_1 + R_c$;

$X = T_2/T$ — скважность работы транзисторных ключей.

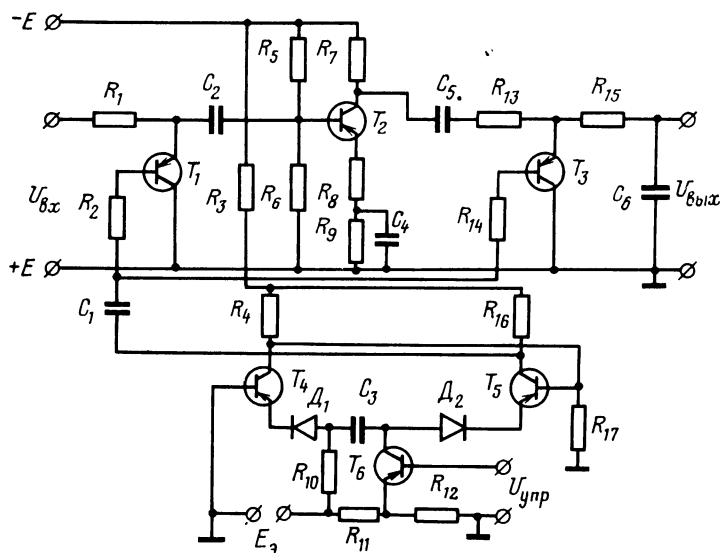


Рис. 67.

Если $XR_{1c} > R_{вх}$, то взаимосвязь между скважностью работы ключей X и коэффициентом передачи K_M преобразуется к виду

$$K_M = \frac{R_{вх}}{XR_{1c}} = \frac{R_{вх}}{(1-\gamma)R_{1c}}.$$

При определенных значениях скважности X и выполнении неравенства $R_H \gg R_{13}$ для синфазного и противофазного режимов можно принять $A_2 > A_3/X$ и $A_2 > A_3/(1-X)$. Тогда выражения (38) и (39) упростятся:

$$K'_{DM} = \frac{(1-X)}{A_2} = \frac{\gamma}{A_2}, \quad K''_{DM} = \frac{X}{A_2} = \frac{(1-\gamma)}{A_2},$$

а соотношения для коэффициентов передачи УУПТ примут вид

$$K'_{УПТ} = \frac{K_y}{A_2} \frac{\gamma}{\left[1 + \frac{R_{1c}}{R_{вх}}(1-\gamma)\right]}, \quad (40)$$

$$K''_{УПТ} = \frac{K_y}{A_2} \frac{(1-\gamma)}{\left[1 + \frac{R_{1c}}{R_{вх}}(1-\gamma)\right]}. \quad (41)$$

Нетрудно заметить, что эффективная регулировка коэффициента передачи УУПТ в этом случае будет возможна только для синфазного режима работы транзисторных ключей М и ДМ.

При соответствующих условиях зависимости коэффициента передачи УУПТ от параметров X и γ для синфазного и противофазного режимов работы транзисторных ключей будут взаимно дополняющими.

В приведенной принципиальной схеме УУПТ блоки модулятора и демодулятора представляют собой ключевые схемы, для питания которых используется прямоугольное напряжение, формируемое управляемым мультивибратором (T_4 , T_5 , T_6). Регулировка коэффициента передачи модема осуществляется изменением скважности работы ключей X путем изменения параметра импульсного напряжения УМ γ при помощи управляющего напряжения $U_{упр}$.

Противофазный режим работы транзисторных ключей в рассматриваемой схеме УУПТ может быть осуществлен путем сдвига по фазе между напряжениями на базах транзисторов T_1 и T_3 на 180° . Это возможно, в частности, снятием напряжений преобразования с раз-

личных импульсных выходов управляемого мультивибратора или использованием дополнительных фазоинверсных каскадов на выходе УМ.

Возможные модификации рассмотренной схемы управляемого УПТ будут зависеть от требований к величине, диапазону и функции изменения коэффициента передачи. Применение же различных схем УМ, усилителей У и ключевых схем М и ДМ значительно расширит функциональные возможности такого рода УУПТ.

В работе рассматривается случай использования в УУПТ ШИМ автогенераторных УМ. Условия их работоспособности в заданном режиме можно легко определить приближенными аналитическими методами [26, 27].

16. УПРАВЛЯЕМЫЕ МУЛЬТИВИБРАТОРЫ

В качестве генераторов прямоугольных импульсов в УУПТ ШИМ можно использовать автогенераторные схемы УМ [10, 27, 37, 47, 74, 88, 97, 99], управляемые ждущие мультивибраторы или блокинг-генераторы [6, 42, 105, 109]. Однако не все из них могут быть применены для изменения параметра X транзисторных ключей. Так, например, для симметричного УМ (рис. 68) при изменении напряжения $U_{упр}$ характерно постоянство параметра γ . Это объясняется тем, что длительность импульса T_1 и период колебания T в одинаковой степени определяются напряжением $U_{упр}$.

Для обеспечения изменения параметра γ УМ целесообразно производить отдельную регулировку длительностей полупериодов T_1 и T_2 [37]. Простейшая схема такого мультивибратора приведена на рис. 69.

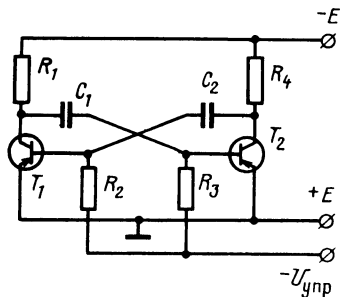


Рис. 68.

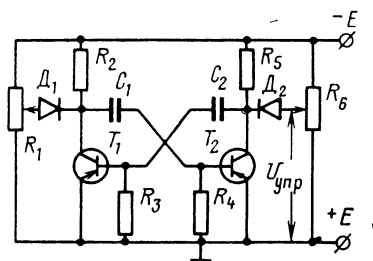


Рис. 69.

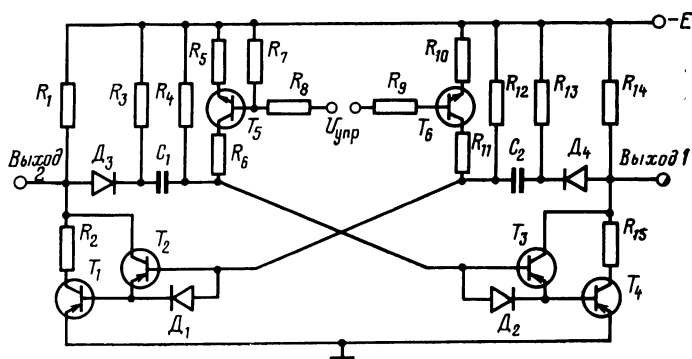


Рис. 70.

Для такого УМ без учета влияния тока $I_{к0}$ (т. е. при $E > R_3 I_{к01}$) выражение для длительности импульса может быть записано в виде [51]

$$T_1 = C_1 R_3 \ln \left(1 + \frac{U_{упр}}{E} \right).$$

Очевидно, что при регулировке параметра γ изменение положения движков потенциометров R_1 и R_6 должно производиться в противоположных направлениях.

Увеличение скважности импульсов УМ позволяет расширить пределы изменения параметра X М и ДМ управляемого УПТ. Это возможно, в частности, в схеме УМ, изображенной на рис. 70.

Известно [51], что скважность импульсов мультивибратора Q с базовыми времязадающими цепями определяется выражением

$$Q \leq 1 + 0,7 \frac{\beta}{(4 \div 5)}.$$

В приведенной схеме УМ увеличение скважности производится за счет увеличения коэффициента передачи по току β путем использования составных транзисторов T_1, T_2 и T_3, T_4 [48, 106]. Регулировка скважности Q осуществляется включением в базовые цепи транзисторов T_2 и T_3 управляемых элементов — транзисторов T_5 и T_6 . В работе [10] отмечается, что подобные схемы УМ обеспечивают изменение параметра Q в интервале от 2 до 20.

Для получения импульсов прямоугольной формы с еще большей скважностью необходимо применять УМ с регулируемыми эмиттерными времязадающими цепями [51, 53, 64, 65, 74]. Скважность генерируемых в режиме автоколебаний импульсов может составлять величину от нескольких единиц до нескольких сотен. Кроме того, использование эмиттерных времязадающих цепей существенно повышает температурную стабильность частоты колебаний УМ, выполненных на германиевых транзисторах.

Схема УМ такого типа используется в УУПТ на рис. 52 и 67.

Формула для определения скважности Q этого мультивибратора при $E=E_0$ (рис. 67) имеет вид [51, 65]:

$$Q \approx 1 + 0,7 \frac{R_3}{R_p},$$

где $R_3=R_{10}$, R_p — сопротивления цепей заряда и разряда конденсатора C_3 .

В качестве резистора R_p в рассматриваемой схеме УМ используется управляемый напряжением $U_{упр}$ транзистор T_6 .

В работе [65] показано, что в ряде схем УМ с эмиттерными времязадающими цепями достижимо условие $R_3=(50 \div 100) R_p$, что позволяет изменять скважность Q в 35—70 раз без нарушения стабилизирующих свойств мультивибратора.

Для обеспечения режима автоколебаний УМ необходимо выполнить условие [51]

$$\frac{E}{R_4} > \alpha \frac{E_0}{R_{10}}.$$

Таким образом, УМ с эмиттерными времязадающими цепями являются наиболее приемлемыми для использования в УУПТ ШИМ.

17. УПРАВЛЯЕМЫЕ УПТ ШИМ

Принципиальная схема УУПТ, построенная в соответствии с блок-схемой рис. 7, приведена на рис. 67.

Регулировочные свойства УМ и УУПТ следуют из зависимостей $T_1=f(U_{упр})$ (рис. 71) и $K_{УПТ}=f(U_{упр})$ (рис. 72). На рис. 73 приведена амплитудная характе-

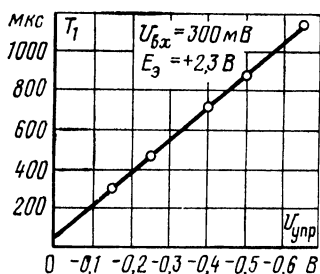


Рис. 71.

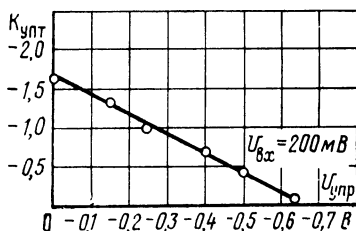


Рис. 72.

ристика УУПТ. Ее нелинейность в диапазоне входных напряжений $U_{вх} = 0 \div 400$ мВ при управляющем напряжении $U_{упр} = -0,3$ В составляет 2,5%. Диапазон регулирования коэффициента передачи УУПТ составляет около 30 дБ.

Расширение пределов регулирования $K_{упр}$ возможно совмещением принципов амплитудной и широтно-импульсной модуляции, т. е. построением комбинированных схем УУПТ. Блок-схема такого УУПТ приведена на рис. 74.

Управляемый УПТ включает в себя два регулируемых блока — управляемый мультивибратор и управляемый усилитель переменного тока, регулировочные характеристики которых в общем виде можно записать следующим образом:

$$K_{уу} = b_2 U_{упр2}, \quad K_M K_{дм} = b_3 U_{упр1},$$

где b_2, b_3 — коэффициенты пропорциональности.

Очевидно, что выходное напряжение УУПТ будет представлять собой произведение входного ($U_{вх}$) и управляющих ($U_{упр1}$ и $U_{упр2}$) напряжений, т. е. $U_{вых} = b_2 b_3 U_{вх} U_{упр1} U_{упр2}$.

Для обеспечения регулирования $K_{упт}$ от одного источника управляющего напряжения применяют блок-схему УУПТ, приведенную на рис. 75.

В зависимости от требований, предъявляемых к управляемым УПТ по диапа-

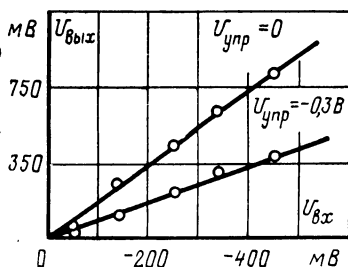


Рис. 73.

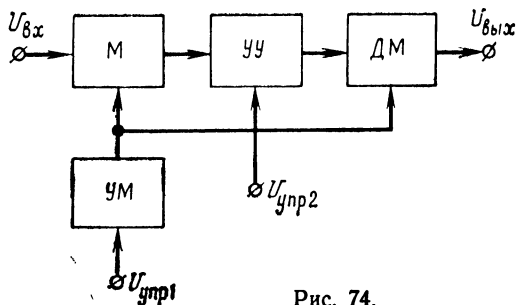


Рис. 74.

зону или крутизне регулировки $K_{упт}$, осуществляется одновременная или поочередная регулировка блоков УМ и УУ. С этой целью используется блок деления напряжения (ДН), через который осуществляется подача напряжений $U_{упр1}$ и $U_{упр2}$ в блоки УМ и УУ.

Пусть в УУПТ осуществляется поочередная регулировка коэффициентов передач модема и УУ согласно зависимостям

$$K_{упт} = K_{упт0} + b_1 U_{упр1}, \quad K_{упт} = K_{упт0} - b_2 U_{упр2}.$$

Тогда диапазоны регулирования в первом и во втором случаях могут быть найдены из выражений

$$D_1 = \frac{K_{упт} \text{ при } U_{упр} \neq 0}{K_{упт} \text{ при } U_{упр} = 0} = 1 + b_1 \frac{U_{упр1}}{K_{упт0}},$$

$$D_2 = \frac{K_{упт0}}{K_{упт0} - b_2 U_{упр2}} = \left[1 - b_2 \frac{U_{упр2}}{K_{упт0}} \right]^{-1},$$

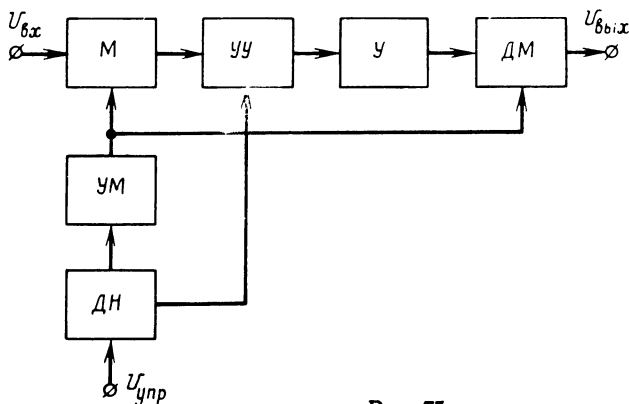


Рис. 75.

где

$$b_1 = \frac{K_{\text{УПТ}0} - K_{\text{УПТ мин}}}{U_{\text{упр}2}}, \quad b_2 = \frac{K_{\text{УПТ макс}} - K_{\text{УПТ}0}}{U_{\text{упр}1}},$$

$K_{\text{УПТ макс}}$, $K_{\text{УПТ мин}}$ — коэффициенты передачи УУПТ при $U_{\text{упр}} = U_{\text{упр}1}$ и $U_{\text{упр}} = U_{\text{упр}2}$.

Очевидно, что если $b_2 = b_3$, то суммарный диапазон регулирования D определится из соотношения

$$\frac{K_{\text{УПТ}0} - K_{\text{УПТ мин}}}{U_{\text{упр}2}} = \frac{K_{\text{УПТ макс}} - K_{\text{УПТ}0}}{U_{\text{упр}1}},$$

т. е.

$$D = \frac{K_{\text{УПТ}0}}{K_{\text{УПТ мин}}} \left(1 + \frac{U_{\text{упр}1}}{U_{\text{упр}2}} \right) - \frac{U_{\text{упр}1}}{U_{\text{упр}2}}.$$

Приведенным выражением можно пользоваться при вычислении D в любой точке регулировочной характеристики УУПТ.

Принципиальная схема УУПТ с комбинированной регулировкой $K_{\text{УПТ}}$ представлена на рис. 76. Основные ее блоки рассматривались в предыдущих разделах.

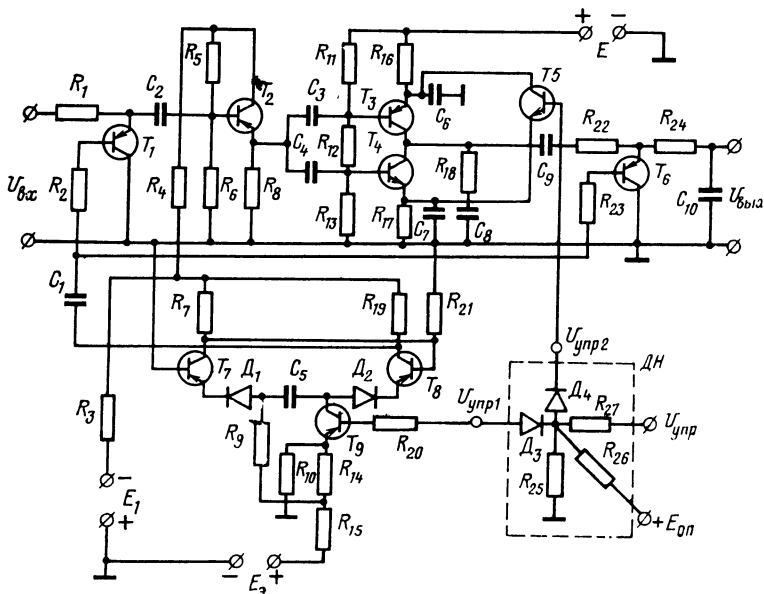


Рис. 76.

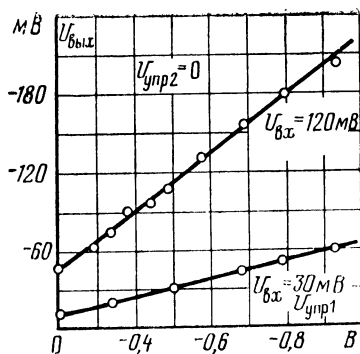


Рис. 77.

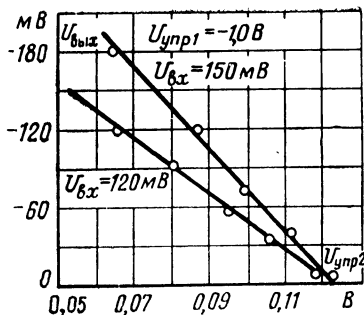


Рис. 78.

Для выполнения условия $XR_{1с} < R_{вх}$, способствующего линеаризации регулировочной характеристики УУПТ, в схему включен эмиттерный повторитель (T_2). Для обеспечения регулировки УМ (T_7, T_8, T_9) и УУ (T_3, T_4, T_5) от одного источника управляющего напряжения $U_{упр}$ может быть использован блок ДН с источником опорного напряжения $E_{оп}$.

На рис. 77 и 78 приведены зависимости $U_{вых} = f(U_{упр1})$ и $U_{вых} = f(U_{упр2})$ для УУПТ с использованием методов ШИМ и АМ.

Для комбинированного способа управления $K_{УПТ}$ зависимость $K_{УПТ} = f(U_{упр1}, U_{упр2})$ имеет вид, изображенный на рис. 79. Нетрудно заметить, что в последнем случае регулировочная характеристика УУПТ объединяет участки характеристик $K_{УПТ} = f(U_{упр1})$ и $K_{УПТ} = f(U_{упр2})$ для случаев управления УМ и УУ. Смещая точку нулевого значения на 125 мВ с помощью источника опорного напряжения $E_{оп} = 1,5$ В, получаем регулировочную характеристику УУПТ, изображенную на рис. 80.

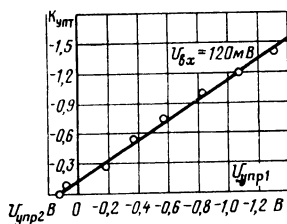


Рис. 79.

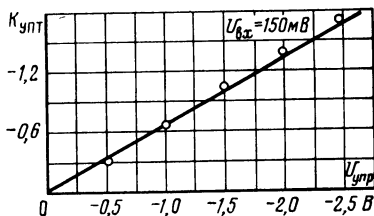


Рис. 80.

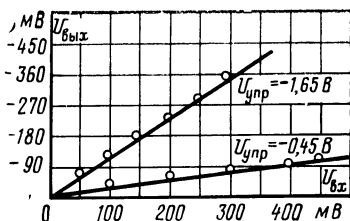


Рис. 81.

$U_{упр} = -0,45$ В и $U_{упр} = -1,65$ В имеет нелинейность 1% и 2,5% соответственно. Такие высокие показатели неискаженной регулировки $K_{упт}$ объясняются взаимным дополнением характеристик УМ и УУ на линейных участках. Линеаризация же амплитудных характеристик УУПТ обеспечивается выполнением УУ в виде двухтактного соединения транзисторов T_3 и T_4 с дополнительной симметрией [69]. Компенсация встречных изгибов входных характеристик этих транзисторов осуществляется подачей на их базы смещений порядка 0,1—0,2 В.

Глава пятая

МЕТОДЫ ИССЛЕДОВАНИЯ СХЕМ УПРАВЛЯЕМЫХ УПТ

18. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ

Произведем оценку динамических характеристик УУПТ АМ по обобщенной схеме УУ, изображенной на рис. 82, относительно ее внешних узлов — 1, 2, 3 и 4 с учетом работы усилителя в качестве составной части УУПТ. При этом предполагается, что модулятор и демодулятор УПТ работают в синфазном режиме.

Матрица приведенной схемы УУ для случая разомкнутого состояния транзисторных ключей УУПТ будет иметь вид:

	1	2	3	4
1	pC_1	$-pC_1$		
2	$-pC_1$	$pC_1 + Y_{22}$	Y_{23}	
3		Y_{32}	$pC_2 + Y_{33}$	$-pC_2$
4			$-pC_2$	$pC_2 + Y_p$

Здесь Y_{22} , Y_{23} , Y_{32} , Y_{33} — параметры трехполюсника, эквивалентного УУ.

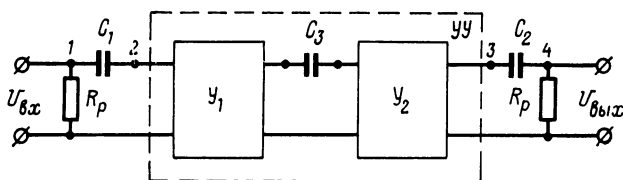


Рис. 82.

Временные характеристики УУ найдем, анализируя его передаточную функцию, представляющую собой дробно-рациональное выражение

$$K_{\text{УУ}}(p) = \frac{\Delta_{14}(p)}{\Delta_{11}(p)} = \frac{-p^2 C_1 C_2 Y_{32}}{p^2 C_1 C_2 Y_{33} + p(C_1 Y_p Y_{33} + C_2 Y_{22} Y_{33} - C_2 Y_{23} Y_{32}) + Y_p(Y_{22} Y_{33} - Y_{23} Y_{32})}. \quad (42)$$

При этом учитывается, что $Y_{33} > Y_p$.

Передаточную функцию (42) можно выразить в общем виде через параметры эквивалентной трехполюсной схемы замещения УУ (рис. 13).

Тогда выражение для передаточной функции $K_{\text{УУ}}(p)$ примет вид:

$$K_{\text{УУ}}(p) = \frac{\Delta_{12}}{\Delta_{11}} \frac{p^2}{p^2 + p \left(\frac{Y_p}{C_2} + \frac{\Delta}{C_1 \Delta_{11}} \right) + \frac{\Delta Y_p}{C_1 C_2 \Delta_{11}}}.$$

При анализе переходных процессов усилительных схем часто пользуются понятием относительного операторного коэффициента передачи

$$k_{\text{УУ}}(p) = \frac{K_{\text{УУ}}(p)}{K_{\text{УУН}}(p)} = \frac{p^2}{p^2 + p \left(\frac{Y_p}{C_2} + \frac{\Delta}{C_1 \Delta_{11}} \right) + \frac{\Delta Y_p}{C_1 C_2 \Delta_{11}}}, \quad (43)$$

где $K_{\text{УУН}}(p) = \Delta_{12}/\Delta_{11}$ — коэффициент передачи $K_{\text{УУ}}(p)$ на частотах, при которых пренебрегают влиянием переходных емкостей C_1 и C_2 .

Найдем переходную характеристику исследуемого усилителя при подаче на его вход единичной функции по изображению передаточной функции (43) $h(p) = (1/p) k_{\text{УУ}}(p)$:

$$h(t) = L^{-1}[h(p)] = L^{-1} \left[\frac{p}{p^2 + p \left(\frac{Y_p}{C_2} + \frac{\Delta}{C_1 \Delta_{11}} \right) + \frac{\Delta Y_p}{C_1 C_2 \Delta_{11}}} \right].$$

Определяя корни характеристического уравнения

$$p^2 + p \left(\frac{Y_p}{C_2} + \frac{\Delta}{C_1 \Delta_{11}} \right) + \frac{\Delta Y_p}{C_1 C_2 \Delta_{11}} = 0,$$

равные соответственно

$$p_1 = -\frac{\Delta}{C_1 \Delta_{11}}, \quad p_2 = -\frac{Y_p}{C_2},$$

приведем функцию $h(p)$ к виду

$$h(p) = \frac{p}{\left(p + \frac{\Delta}{C_1 \Delta_{11}} \right) \left(p + \frac{Y_p}{C_2} \right)}.$$

Осуществим обратное преобразование этой функции, пользуясь теоремой разложения [47]

$$h(t) = \left[\frac{e^{-\frac{t}{\tau_2}}}{\tau_2 (\tau_1 - \tau_2)} - \frac{e^{-\frac{t}{\tau_1}}}{\tau_1 (\tau_1 - \tau_2)} \right] \tau_1 \tau_2, \quad (44)$$

где $\tau_1 = C_1 \Delta_{11} / \Delta$, $\tau_2 = C_2 / Y_p$ — постоянные времени входной и выходной цепей УУ.

Нетрудно заметить, что в момент времени $t=0$ $h(t)=1$ и УУ представляет собой дифференцирующее звено.

Характер изменения переходной характеристики (44) в функции сопротивления управляемого элемента можно получить в виде

$$h(f) = e^{-t} \left[\frac{\Delta' + Y_{y\Delta} \Delta' (p+q) (p+q)}{C (\Delta'_{11} + Y_{y\Delta} \Delta'_{11} (p+q) (p+q))} \right] - \\ - Y_p \left[\frac{\Delta'_{11} + Y_{y\Delta} \Delta'_{11} (p+q) (p+q)}{\Delta' + Y_{y\Delta} \Delta' (p+q) (p+q)} \right] e^{-t \frac{Y_p}{C}}$$

при условии $C_1 = C_2 = C$ и $\tau_2 \gg \tau_1$.

Если регулировка коэффициента передачи УПТ осуществляется изменением частоты преобразования УМ $f_{пр}$, то параметры, характеризующие инерционные свойства УУПТ, можно определить по известной методике [47] из частотной характеристики схемы:

$$K_{yy}(\omega_{пр}) = \frac{\Delta_{12}}{\Delta_{11}} \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \frac{1}{\omega_{пр}^2 \tau_1 \tau_2} \right)^2 - \left(\frac{1}{\omega_{пр} \tau_1} - \frac{1}{\omega_{пр} \tau_2} \right)^2}}.$$

Для многокаскадной схемы УУ могут быть получены выражения, аналогичные соотношениям (42), (43), (44). При этом эквивалентные Y -параметры, а следовательно, определитель Δ и алгебраическое дополнение Δ_{11} целесообразно представить суммой вещественной и мнимой составляющих. В этом случае матрица эквивалентной

схемы замещения усилителя запишется в виде матриц, определители которых Δ^B , Δ^M и алгебраические дополнения Δ_{11}^B , Δ_{11}^M будут связаны между собой соотношениями

$$\Delta = \Delta^B + p \Sigma M_1^{\Delta^M} A_1^{\Delta^B} + p^2 \Sigma M_2^{\Delta^M} A_2^{\Delta^B} + \dots + (p)^l \Delta^M,$$

$$\Delta_{11} = \Delta_{11}^B + p \Sigma M_1^{\Delta_{11}^M} A_1^{\Delta_{11}^B} + p^2 \Sigma M_2^{\Delta_{11}^M} A_2^{\Delta_{11}^B} + \dots + (p)^l \Delta_{11}^M,$$

которые приводятся к виду

$$\Delta = \sum_{n=0}^k p^{2n} (-1)^n \Sigma M_{2n}^{\Delta^M} A_{2n}^{\Delta^B} + \sum_{n=0}^{k'} p^{2n+1} (-1)^n \Sigma M_{2n+1}^{\Delta^M} A_{2n+1}^{\Delta^B},$$

$$\Delta_{11} = \sum_{n=0}^k p^{2n} (-1)^n \Sigma M_{2n}^{\Delta_{11}^M} A_{2n}^{\Delta_{11}^B} + \sum_{n=0}^{k'} p^{2n+1} (-1)^n \Sigma M_{2n+1}^{\Delta_{11}^M} A_{2n+1}^{\Delta_{11}^B},$$

где $M_{2n}^{\Delta^M} A_{2n}^{\Delta^B}$, $M_{2n+1}^{\Delta_{11}^M} A_{2n+1}^{\Delta_{11}^B}$ — привязки $2n$ и $(2n+1)$ -го порядка определителей Δ^M и Δ_{11}^M при $n = 1, 2 \dots$; $M_{2n}^{\Delta^M}$, $A_{2n}^{\Delta^B}$ — соответственно минор $2n$ -го порядка определителя Δ^M и алгебраическое дополнение соответствующего минора определителя Δ^B ;

$$k = l/2, \quad k' = l/2 - 1, \quad k + k' = l - 1.$$

Тогда для многокаскадного УУ выражение (43) запишется в виде

$$k_{yy}(p) = \frac{C_1 C_2 \left(\sum_{n=0}^{k'} p^{2n+3} D_{2n+1}^{\Delta_{11}} + \sum_{n=0}^k p^{2n+2} D_{2n}^{\Delta_{11}} \right)}{C_1 C_2 \left(\sum_{n=0}^{k'} p^{2n+3} D_{2n+1}^{\Delta_{11}} + \sum_{n=0}^k p^{2n+2} D_{2n}^{\Delta_{11}} \right) +$$

$$\xrightarrow{+} + C_2 \sum_{n=0}^{k'} p^{2n+2} D_{2n+1}^{\Delta} + \sum_{n=0}^k p^{2n+1} (C_1 Y_p D_{2n}^{\Delta_{11}} + C_2 D_{2n}^{\Delta}) +$$

$$\xrightarrow{+} + Y_p \left(\sum_{n=0}^{k'} p^{2n+1} D_{2n+1}^{\Delta} + \sum_{n=0}^k p^{2n} D_{2n}^{\Delta} \right), \quad (45)$$

где

$$(-1)^n \Sigma M_{2n+1}^{\Delta_{11}^M} A_{2n+1}^{\Delta_{11}^B} = D_{2n+1}^{\Delta_{11}}, \quad (-1)^n \Sigma M_{2n+1}^{\Delta^M} A_{2n+1}^{\Delta^B} = D_{2n+1}^{\Delta};$$

$$(-1)^n \Sigma M_{2n}^{\Delta_{11}^M} A_{2n}^{\Delta_{11}^B} = D_{2n}^{\Delta_{11}}, \quad (-1)^n \Sigma M_{2n}^{\Delta^M} A_{2n}^{\Delta^B} = D_{2n}^{\Delta}.$$

Таким образом, передаточная функция УУ представляет собой схемную функцию $(2n + 3)$ -го порядка. Из выражения (45), раскрыв многочлены D_{2n}^{Δ} , $D_{2n}^{\Delta_{11}}$, D_{2n+1}^{Δ} , $D_{2n+1}^{\Delta_{11}}$, можно получить передаточные функции для конкретной схемы УУ.

Для двухкаскадного УУ выражение (45) запишется следующим образом:

$$k_{\text{УУ}}(p) = \frac{p^3 D_{11}^{\Delta_{11}} + p^2 D_0^{\Delta_{11}}}{p^3 D_{11}^{\Delta_{11}} + p^2 \left(D_0^{\Delta_{11}} + \frac{1}{C_1} D_1^{\Delta} \right) +} \rightarrow \\ \rightarrow + p \left(\frac{1}{C_1} D_0^{\Delta} + \frac{Y_p}{C_2} D_0^{\Delta_{11}} + \frac{Y_p}{C_1 C_2} D_1^{\Delta} \right) + \frac{Y_p}{C_1 C_2} D_0^{\Delta},$$

где соответствующие значения сумм привязок нулевого и первого порядков определителей Δ^M и Δ_{11}^M к определителям Δ^B и Δ_{11}^B находятся из выражений

$$D_0^{\Delta_{11}} = \Sigma M_0^{\Delta_{11}^M} A_0^{\Delta_{11}^B} = \Delta_{11}^B = Y'_{33} Y'_{55} Y'_{66} - Y'_{36} Y'_{55} Y'_{63},$$

$$D_{11}^{\Delta_{11}} = \Sigma M_1^{\Delta_{11}^M} A_1^{\Delta_{11}^B} = C_3 (Y'_{33} Y'_{55} + Y'_{33} Y'_{66} - Y'_{36} Y'_{63}),$$

$$D_0^{\Delta} = \Sigma M_0^{\Delta^M} A_0^{\Delta^B} = \Delta^B = Y'_{25} Y'_{36} (Y'_{52} + Y'_{63}) - Y'_{22} Y'_{36} Y'_{55} - \\ - Y'_{25} Y'_{33} Y'_{66},$$

$$D_{11}^{\Delta} = \Sigma M_1^{\Delta^M} A_1^{\Delta^B} = C_3 (Y'_{22} Y'_{33} Y'_{55} + Y'_{22} Y'_{33} Y'_{66} - Y'_{22} Y'_{36} Y'_{63}).$$

Для однокаскадного УУ определители Δ и Δ_{11} будут содержать только вещественные части, вследствие чего будут справедливы следующие равенства:

$$M_{2n+1}^{\Delta_{11}^M} = 0, \quad M_{2n+1}^{\Delta^M} = 0.$$

При этом будут существовать только привязки нулевого порядка определителей Δ^M и Δ_{11}^M к определителям Δ^B и Δ_{11}^B , равные соответственно

$$\Sigma M_{2n}^{\Delta^M} A_{2n}^{\Delta^B} = M_0^{\Delta^M} A_0^{\Delta^B} = \Delta^B = \Delta,$$

$$\Sigma M_{2n}^{\Delta_{11}^M} A_{2n}^{\Delta_{11}^B} = M_0^{\Delta_{11}^M} A_0^{\Delta_{11}^B} = \Delta_{11}^B = \Delta_{11},$$

и выражение (45) приводится к передаточной характеристике, описываемой зависимостью (43).

19. ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ К ВАРИАЦИИ РЕГУЛИРУЕМЫХ ПАРАМЕТРОВ

Наиболее эффективный способ регулирования коэффициента передачи УУПТ может быть определен из анализа чувствительности его схемы к изменению регулируемых параметров [34, 55].

Поскольку передаточная функция управляемого усилителя би-линейна по отношению к регулируемому параметру $Y_{\text{УЭ}}$, то выражение для чувствительности коэффициента передачи к изменению этого параметра запишется в виде [2, 19]

$$S_{Y_{\text{УЭ}}}^{K_{\text{УПТ}}} = \frac{dK_{\text{УПТ}}}{dY_{\text{УЭ}}} \frac{Y_{\text{УЭ}}}{K_{\text{УПТ}}}.$$

Используя соотношения (20), после несложных преобразований получаем:

$$S_{Y_{\text{УЭ}}}^{K_{\text{УПТ}}} = \frac{Y_{\text{УЭ}} \Delta'_{11, (p+q) (p+q)}}{\Delta'_{12} + Y_{\text{УЭ}} \Delta'_{12, (p+q) (p+q)}} \left[\frac{\Delta'_{12, (p+q) (p+q)}}{\Delta'_{11, (p+q) (p+q)}} - \frac{\Delta'_{12} + Y_{\text{УЭ}} \Delta'_{12, (p+q) (p+q)}}{\Delta'_{11} + Y_{\text{УЭ}} \Delta'_{11, (p+q) (p+q)}} \right].$$

Учитывая, что

$$\lim_{Y_{\text{УЭ}} \rightarrow \infty} \frac{\Delta'_{12} + Y_{\text{УЭ}} \Delta'_{12, (p+q) (p+q)}}{\Delta'_{11} + Y_{\text{УЭ}} \Delta'_{11, (p+q) (p+q)}} = \frac{\Delta'_{12, (p+q) (p+q)}}{\Delta'_{11, (p+q) (p+q)}} = K_{\infty},$$

окончательное выражение для $S_{Y_{\text{УЭ}}}^{K_{\text{УПТ}}}$ запишется в виде

$$S_{Y_{\text{УЭ}}}^{K_{\text{УПТ}}} = Y_{\text{УЭ}} (K_{\infty} - K_{\text{УПТ}}) \frac{\Delta'_{11, (p+q) (p+q)}}{\Delta'_{12} + Y_{\text{УЭ}} \Delta'_{12, (p+q) (p+q)}}.$$

На практике может быть более желательным найти $S_{Y_{\text{УЭ}}}^{K_{\text{УПТ}}}$ путем физического измерения определяющих ее величин на доступных зажимах управляемого усилителя. В этом случае выражение для чувствительности целесообразно представить в виде

$$S_{Y_{\text{УЭ}}}^{K_{\text{УПТ}}} = \frac{\left(1 - \frac{K^0_{\text{УПТ}}}{K_{\text{УПТ}}} \right)}{\left(1 + Y_{\text{УЭ}} \frac{\Delta'_{11, (p+q) (p+q)}}{\Delta'_{11}} \right)}, \quad (46)$$

где $K^0_{\text{УПТ}} = \Delta'_{12}/\Delta'_{11}$ при $Y_{\text{УЭ}} = 0$.

Величина $(1 + Y_{\text{УЭ}} \Delta'_{11, (p+q) (p+q)} / \Delta'_{11})$ в уравнении (46) определяется как возвратная разность [19]. Ее легко можно найти путем измерения передаточных проводимостей $\Delta'_{11}/\Delta'_{11, (p+q) (p+q)}$ между сигнальным входом (1) и точками подключения УЭ (p и q), когда он отключен (рис. 13).

При $K_{\text{УПТ}} = 0$

$$S_{Y_{\text{УЭ}}}^{K_{\text{УПТ}}} = \frac{1}{\left(1 + \frac{\Delta'_{11, (p+q) (p+q)}}{\Delta'_{11}} \right)}$$

и определить численное значение чувствительности не составляет большого труда.

Для оценки эффективности использования схем усилителей с тем или иным способом регулировки коэффициента передачи можно максимизировать значение $S_{Y_{УЭ}}^{K_{УПТ}}$ в функции от исследуемого параметра. Это возможно при условии $\partial S_{Y_{УЭ}}^{K_{УПТ}} / \partial Y_{УЭ} = 0$, где

$$S_{Y_{УЭ}}^{K_{УПТ}} = S_{Y_{УЭ}}^{K_{УПТ}} + \lambda \left(\frac{\partial S_{Y_{УЭ}}^{K_{УПТ}}}{\partial Y_{УЭ}} \right),$$

λ — множитель Лагранжа [11].

Использование полученных в общем виде выражений для чувствительности управляемого усилителя к изменению его параметров позволяет значительно упростить проектирование ФУУ с требуемым диапазоном и законом регулировки коэффициента передачи.

20. СТАБИЛИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ УПРАВЛЯЕМЫХ УПТ

В этом разделе будет рассматриваться воздействие на параметры УУПТ колебаний температуры окружающей среды.

Температура может влиять на выходное напряжение УМ, величину регулируемого параметра y , остаточные параметры транзисторных ключей модема и на режим работы управляемого усилителя переменного тока.

Чтобы избежать изменений остаточных параметров ключевых схем при изменении напряжения преобразования $U_{пр}$, величину коммутирующего тока базы I_b следует выбирать согласно характеристикам $U_{ост} = f(U_{пр})$ [38]. Для низкочастотного транзистора типа МП40 эти характеристики приведены на рис. 83. Из приведенных зависимостей следует, что при изменении напряжения $U_{пр}$ в пределах 150—250 мВ остаточное напряжение транзистора будет практически постоянным и равным 0,7 мВ. Для компенсации температурных изменений остаточных параметров при $U_{пр} = \text{const}$ могут быть использованы способы, описанные в работах [3, 7, 11, 39, 70, 86].

Термокомпенсация схем УМ осуществляется включением термопротивлений с положительным и отрицательным ТКС, дополнительных элементов стабилизации и подбором режима работы [21, 27, 91]. Так, в схеме ждущего УМ, изображенного на рис. 84,

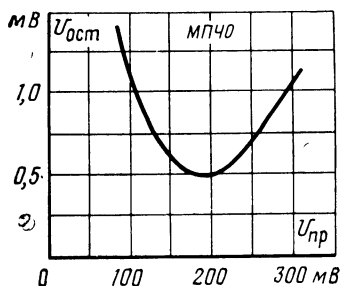


Рис. 83.

температурная стабильность обеспечивается стабилизатором D_3 , стабилизирующим зарядные токи транзисторов, и комплементарным соединением транзисторов T_3 , T_4 и T_6 , T_7 . Схема УМ осуществляет линейное преобразование аналогового сигнала во временной параметр в диапазоне температур от -20°C до $+60^\circ\text{C}$. Это обеспечивается за счет того, что перезарядка времязадающей емкости C_2 производится через транзистор T_1 , работающий в режиме источника по-

стоянного тока. Достаточно подробное описание этой схемы УМ имеется в работе [91].

При анализе температурной неустойчивости управляемых усилителей переменного тока основное внимание необходимо уделять зависимостям регулируемых параметров от температурного режима работы.

Из параметров, определяющих неустойчивость режима работы транзистора по постоянному току, наиболее существенную роль играют характер температурной неустойчивости обратного тока коллекторного перехода I_{K0} и напряжения U_{63} усилительного и регулируемого транзисторов. Выражение для суммарного изменения коллекторного тока I_K вследствие указанных факторов для УУ имеет вид (рис. 14):

$$\Delta I_K = S_I \Delta I_{K0} - S_U \Delta U_{63}, \quad (47)$$

где $S_I = 1/(1-\alpha\kappa)$; $S_U = \alpha(1-\kappa)/[R_3(1-\alpha\kappa)]$; $\kappa = R_D/(R_D + R_3)$ — коэффициент деления базового напряжения U_{63} ; $R_D = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$.

Отсюда следует, что компенсацию температурной неустойчивости схем УУ можно произвести соответствующим подбором резисторов R_1 , R_2 и R_3 . Обычно это сводится к использованию низкоомного делителя напряжения в цепи базы, ток которого должен быть больше тока I_{K0} , или включению в схему температурно-зависимых элементов (рис. 85, 86). В первой схеме используется полупроводниковый диод с положительным ТКС. Основной ее недостаток заключается в трудности подбора термокомпенсирующего элемента с нужным ТКС, обеспечивающим соответствующие значения параметров S_I и S_U в выражении (47). Во второй схеме УУ стабилизация положения рабочей точки обеспечивается применением параллельной отрицательной обратной связи по постоянному току (R_1) и включением во входную цепь УУ диода D_1 в обратном направлении.

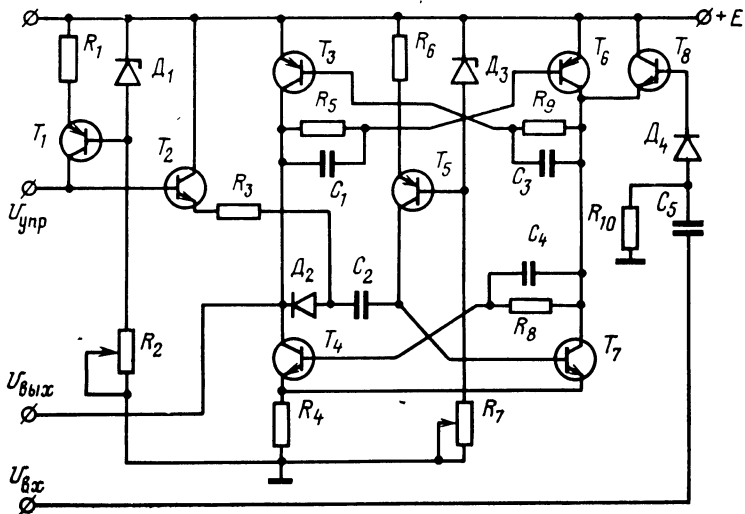


Рис. 84.

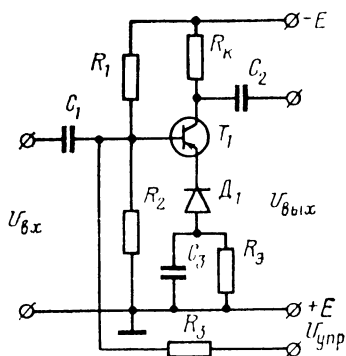


Рис. 85.

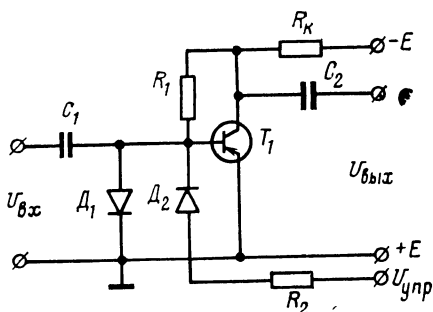


Рис. 86.

При этом стабилизация параметров управляемого усилителя производится согласно методике, описанной в работах [12, 18, 24, 95, 98].

Известно [25], что уровень выходного напряжения нестабилизированных УУ на германиевых транзисторах в интервале температур от $+20$ до $+50^\circ\text{C}$ изменяется на 20—25 дБ. Для УУ с термозависимым сопротивлением в базовой цепи (рис. 86) коэффициент передачи в интервале температур от -10°C до $+40^\circ\text{C}$ изменяется всего на 3 дБ.

Отмеченные способы температурной стабилизации УУ не всегда являются достаточно эффективными в большом диапазоне регулировки $K_{\text{УУ}}$. Поэтому иногда применяют более сложные схемы УУ, использующие, например, соединение усилительных транзисторов с общей эмиттерной цепью (см. рис. 61—63, 65, 66).

Одним из основных условий получения высокой стабилизации работы схем таких УУ является подбор транзисторов с идентичными характеристиками. Поскольку на практике это не всегда осуществимо, может возникнуть температурная нестабильность, вызванная различием токов, протекающих через оба транзистора. Для ее уменьшения следует воспользоваться рекомендациями, приведенными в работах [93, 94].

В схеме УУ на рис. 63 стабильность режима работы транзисторов существенно зависит от соотношения между его входным сопротивлением и сопротивлением делителя во входных цепях транзисторов T_2 и T_3 . Высокое входное сопротивление УУ обеспечивается его построением на составных транзисторах, режим работы которых по постоянному току устанавливается с помощью резисторов R_3 и R_7 . В случае же отсутствия этих резисторов эмиттерные токи транзисторов T_1 и T_4 будут равны токам базы транзисторов T_2 и T_3 , вследствие чего крутизна транзисторов T_1 и T_4 может недопустимо уменьшиться.

При рассмотрении вопроса стабилизации параметров управляемых усилителей с учетом комплексного воздействия всех дестабилизирующих факторов следует пользоваться методикой, описанной в работах [40, 63, 71].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Дж. Абрахамс, Дж. Каверли. Анализ электрических цепей методом графов. М., «Мир», 1967. 173 с. с ил.
2. Анисимов В. И. Топологический метод анализа чувствительности систем к вариациям параметров. — «Известия вузов СССР. Приборостроение», 1967, № 7, с. 55—61.
3. Анисимов В. И., Голубев А. П. Транзисторные модуляторы. М., «Энергия», 1964, 224 с. с ил.
4. Априков Г. В. Регулируемые усилители. М., «Энергия», 1969. 80 с. с ил.
5. Артамонов В. В., Иванов Н. А. Полупроводниковый усилитель типа регулируемого сопротивления для следящих систем. — В кн.: Труды МЭИ. М., 1965, вып. 55, с. 153—164.
6. Баранов Р. А. Мультивибратор для устройств телеуправления. «Приборостроение», 1964, № 8, с. 11—13.
7. Беленький Б. И., Минц М. Б. Высокочувствительные УПТ с преобразователями. М., «Энергия», 1970. 384 с. с ил.
8. Берестнев П. Д. Применение полупроводников в технике. Куйбышев. Книжное изд-во, 1967. 110 с. с ил.
9. Витенберг И. М. Об одной схеме использования операционных УПТ для перемножения переменных. — «Приборостроение», 1961, № 1, с. 6—8.
10. Глазенко Г. А. Импульсные полупроводниковые усилители в электроприводах. Л., «Энергия», 1965. 188 с. с ил.
11. Гехер К. Теория чувствительности и допусков электронных цепей. М., «Советское радио», 1973. 200 с. с ил.
12. Загорский Я. Т. Аналитические зависимости параметров транзисторов от температурного и электрического режимов работы в усилительных схемах. — «Радиотехника», 1967, № 10, с. 63—70.
13. Иванов Г. И., Лишин Л. Г. Схема АРУ по низкой частоте с полупроводниковым диодом. — «Труды ВНИИЗвукозаписи», 1962, вып. 10, с. 58—64.
14. Икэхоку И. Генератор импульсов с переменной частотой повторения. Яп. пат. № 24014, кл. 98(5) B21, опубл. 25.10.63.
15. Ильницкий Л. Я., Фисенко В. М. Функционально-управляемый усилитель. — «Известия вузов. Сер. Приборостроение», 1970, № 10, с. 5—8.
16. Ильницкий Л. Я., Фисенко В. М. Усилитель постоянного тока с управляемым коэффициентом передачи. — «Приборы и системы управления», 1968, № 8, с. 17—18.
17. Ильницкий Л. Я., Фисенко В. М. Усилитель постоянного тока с управляемым и реверсируемым коэффициентом передачи. — «Известия вузов. Сер. Радиозлектроника», 1969, № 1, с. 79—81.
18. Ильницкий Л. Я. Применение дробно-рациональных приближений в теории функциональных преобразователей. Киев, «Наукова думка», 1971. 243 с. с ил.

19. Калахан Д. А. Современный синтез цепей. Л., «Энергия», 1966. 192 с. с ил.
20. Коган Б. Я. Электронные моделирующие устройства и их применение для исследования систем автоматического регулирования. М., «Физматгиз», 1963. 510 с. с ил.
21. Комер Д. Изменение длительности импульса мультивибратора при помощи управляющего напряжения. «Электроника», 1967, т. 40, № 16, с. 35—36.
22. Кончаловский В. Ю. Электрические измерительные преобразователи. Л., «Энергия», 1967. 332 с. с ил.
23. Корнев В. Н. АРУ в транзисторных усилителях с помощью термисторов. — «Приборы и системы управления», 1967, № 2, с. 55—56.
24. Крисилов Ю. Д. Автоматическая регулировка и стабилизация усиления транзисторных схем. М., «Советское радио», 1972. 272 с. с ил.
25. Крылов Г. М., Смирнов Г. А. Транзисторные усилители с автоматической регулировкой усиления. М., «Энергия», 1967, 167 с. с ил.
26. Куликов С. В. О замещении транзистора автономным четырехполосником. — «Радиотехника», 1964, т. 19, № 8, с. 66—69.
27. Куликов С. В. Управляемые мультивибраторы на транзисторах. М., «Энергия», 1966. 87 с. с ил.
28. Ладыженский М. М. Исследование и сравнительный анализ транзисторных ключей с различными принципами управления. — «Автометрия», 1965, № 4, с. 89—97.
29. Латенко И. В. Аналоговые множительные устройства. Киев, Госиздат технической литературы УССР, 1963. 194 с. с ил.
30. Лисичкин Д. А. Транзисторные усилители с обратными связями для следящих систем. М., «Энергия», 1966. 86 с. с ил.
31. Лукин Э. А. Широкодиапазонный импульсный генератор на транзисторах. — «Приборы и техника эксперимента», 1963, № 6, с. 173—175.
32. Марков С. И., Юсупов Р. М. Функциональные устройства простейших беспероисковых самонастраивающихся систем. Л., «Энергия», 1970. 102 с. с ил.
33. Меллон Р. Применение самонастраивающихся систем для управления полетом. — В кн.: Самонастраивающиеся системы (Труды международного симпозиума ИФАК). Изд-во АН СССР, 1964. 291 с. с ил.
34. Нагорный Л. Я. Моделирование электронных цепей на ЦВМ. Киев, «Техника», 1974. 360 с. с ил.
35. Некрасов М. М. Микроминиатюризация и микроэлектроника на нелинейных сопротивлениях. М., «Советское радио», 1965. 488 с. с ил.
36. Нелинейные корректирующие устройства в системах автоматического управления. Под ред. Ю. И. Топчиева. М., «Машиностроение», 1971. 466 с. с ил.
37. Нисиока Х. Мультивибратор на транзисторах с отдельной регулировкой длительностей полупериодов. Яп. пат. № 2975, кл. 98 В14, опубл. 08.02.67.
38. Нью Ф. Д. Полупроводниковые нелинейные сопротивления, управляемые напряжением. — «Электроника», 1964, вып. 37, № 8, с. 29—31.

39. Павлов В. В. Полупроводниковые усилители малых сигналов постоянного тока для систем промышленной автоматики. М., «Энергия», 1966. 128 с. с ил.

40. Полковский И. М. Стабилизация параметров транзисторных усилителей. М., «Энергия», 1973. 335 с. с ил.

41. Полонников Д. Е., Певзнер В. В. Усилители постоянного тока с управляемыми генераторами. М., «Энергия», 1970. 288 с. с ил.

42. Пысин В. Д. Блокинг-генераторы с управляемой длительностью импульса. М., «Энергия», 1970. 79 с. с ил.

43. Раев В. К. Усилитель с управляемым коэффициентом передачи. — В кн.: Теория и применение автоматических систем. М., «Наука», 1964, с. 199—204.

44. Расцепляев Ю. С. Усилитель низкой частоты на транзисторах с управляемым и реверсируемым коэффициентом усиления. — «Электросвязь», 1967, № 3, с. 30.

45. Расцепляев Ю. С., Дудченко-Дудко В. М. Усилитель с регулируемым и реверсируемым коэффициентом усиления. Авт. св. СССР № 155186, кл. 21a⁴, 27, опубл. 17.07.63.

46. Самонастраивающиеся системы. — В кн.: «Труды I Всесоюзной конференции по теории и практике самонастраивающихся систем». М., «Наука», 1965, 446 с. с ил.

47. Сигорский В. П., Петренко А. И. Основы теории электронных схем. Киев, «Техника», 1967. 609 с. с ил.

48. Силламаа Х. Транзисторные схемы с дополнительной симметрией. — «Труды по электротехнике и автоматике», Изд. Таллинского политехнического института, 1964, сер. А, вып. 213, с. 57—67.

49. Сисм В. А. Мультивибраторы на полупроводниковых триодах, управляемые напряжением. — В кн.: Схемы промышленной электроники. М., Изд-во иностр. лит., 1959, 587 с. с ил.

50. Смит Р. К., Нахи Н. Е. Об устойчивости и проектировании самонастраивающихся систем. Доклад на Втором международном конгрессе ИФАК. Национальный комитет СССР по автоматическому управлению. М., 1963, 26 с. с ил.

51. Справочник по импульсной технике, изд. 4-е. Под ред. В. Н. Яковлева. Киев, «Техника», 1973. 711 с. с ил.

52. Спиридонов Н. С. Основы теории транзисторов. Киев, «Техника», 1969. 300 с. с ил.

53. Тищенко А. М. Регулирование длительности импульса транзисторного мультивибратора при помощи линейного потенциометра. — «Радиотехника», 1967, № 9, с. 64—69.

54. Трейер В. В. Усилители с управляемыми коэффициентами. — «Приборы и средства автоматизации», 1966, № 5, с. 38—42.

55. Фисенко В. М. Чувствительность управляемых усилителей. — «Известия вузов. Сер. Радиоэлектроника», 1974, № 9, с. 107—109.

56. Фисенко В. М. Чувствительность схем управляемых усилителей к вариации регулируемых параметров. — «Известия вузов. Сер. Приборостроение», 1972, № 11, с. 5—8.

57. Фисенко В. М. Инерционные свойства управляемых УПТ. — В кн.: Радиотехника. Изд. Харьковского университета, 1973, с. 79—88.

58. Фисенко В. М. Некоторые особенности прямой и обратной регулировок усиления в транзисторных усилителях. — В кн.: Вопросы авиационной радиотехники. Киев, Изд. КИИГА, 1971, вып. 6, с. 68—70.

59. **Фисенко В. М.** Функционально-управляемые усилители на нелинейных сопротивлениях. — В кн.: Вопросы авиационной радиотехники. Киев, Изд. КИИГА, вып. 7, 1973.
60. **Фисенко В. М.** Усилитель на транзисторах. Авт. св. СССР № 264483, кл. 21a⁴, 29/03, опубл. 03.03.70.
61. **Чаповский М. З.** Улучшение качественных показателей транзисторных усилителей. М., «Связь», 1968. 232 с. с ил.
62. **Чухонцев В. М.** О построении функциональных преобразователей на нелинейных полупроводниковых сопротивлениях. — В кн.: Автоматические измерительные и регулирующие устройства. Изд. Куйбышевского авиационного института, 1967, вып. 3, с. 119—124.
63. **Шафер Д. В.** Регулировка, испытания и проверочные расчеты транзисторных усилителей. М., «Связь», 1971. 312 с. с ил.
64. **Яковлев В. Н.** Импульсные генераторы на транзисторах. Киев, «Техника», 1968. 443 с. с ил.
65. **Яковлев В. Н.** Транзисторные импульсные генераторы с эмиттерными времязадающими цепями. — «Известия вузов. Сер. Радиотехника», 1966, № 4, с. 524—532.
66. **Arque H. A.** An electrically controlled variable gain pulse amplifier using different controlled elements. — «Nuclear Instruments and Methods», 1965, № 32, p. 283—286.
67. **Baldwin J. L.** Improvements in gain control arrangements for electronic signal amplifiers. Пат. англ. № 901211, cl. 40(G), 18.07.62
68. **Baldwin J. L.** Variable gain transistor amplifier. Пат. англ. № 1006251, cl. H3T (HO3f), 29.09.65.
69. **Banik A.** Einheitliche Betrachtung der verschiedenen Endverstärkerschaltungen. — «Nachrichtentechnik», 1965, v. 15, № 1.
70. **Barrabe M.** Chopper a transistor complementaires. — «Inter electronique», 1966, v. 21, № 2, p. 10—16, 21—23.
71. **Beszedics L.** Schaltungsanordnung zur Steuerung der Verstärkung in einer Transistorstufe. Пат. швейц. № 395194, с. 21a², 18/07 (HO3g), 31.12.65.
72. **Bosse R.** Verstärkungsregelung in Transistor-VHF-Tunern. — «Radio-Fernseh-Phono praxis», 1966, № 1, S. 10—15.
73. **Brit A. B.** Modifications in the properties of linear amplifiers due to linear feedback. — «Electronic Engineering», 1963, v. 35, № 428, p. 651—655.
74. **Bronzite M.** Voltage-controlled amplifier-I. — «Wireless World», 1966, № 3, p. 106—110.
75. **Cooper G. F.** Transistor output stages-distorsion and driver impedance. — «Audio», 1965, v. 49, № 10, p. 58, 60, 62, 97—98.
76. **Dahlmann H.** Gegenkoppelte Rohrenverstärkerstufe mit Regelung des Verstärkungsgrades durch Ändern der Steuergittervorspannung. Пат. ФРГ № 1039099, кл. 21a², 18/07 (HO3g), 06.08.64.
77. **Dearhley J. D.** Improvements in or relating to variable — gain circuits. Пат. англ. № 1036727, cl. H3T (HO3g), 20.07.66.
78. **Dungan D. M.** Non-linearity in transistor amplifiers. — «Proc. IREE», Australia, 1964, № 3, p. 149—157.
79. **Eckhof G.** Regelschaltung für transistorisierte Verstärker. Пат. ФРГ № 1132975, кл. 21a², 18/08 (HO3f), 06.05.64.
80. **Elis P.** Japojeni transistoru pro regulaci zesileni. Пат. ЧССР № 115265, cl. 21a², 18/08 (HO3f), 15.07.65.
81. **El-Said M. A.** Nonlinear distorsion in common emitter transistor amplifiers operated in the normal domain. — «Electronic Letters», 1966, v. 2, № 2, p. 64—66.

82. Ellis S. A variable gain amplifier. — «Electronic Engineering», 1966, v. 38, № 466, p. 792—793.
83. Fernseh-ZF-Verstärker mit den Mesatransistoren AF-200, AF-201, AF-202, AF-202S für CCIR-Norm, Siemens, BDR, 1964.
84. Finkey S. F. Automatic threshold amplifier employing variable impedance means. Пат. США № 3267388, cl. 330-18, 16.08.66.
85. Franke E. AGC design for widerange inputs. — «Electronic Design», 1962, v. 10, № 23, p. 102—105.
86. Frank K. Gleichspannungsverstärker mit transistorisierten Zehner. — «Radio und Fernsehen», 1967, v. 6, № 11, S. 343—344.
87. Charles D. M. AGC circuit. Пат. США № 3082381, cl. 330-59, 19.3.63.
88. Gleichen G. Astabiler Multivibrator mit stark veränderbaren Tastverhältnis. — «Radio und Fernsehen», 1966, № 21, S. 668—670.
89. Gresevicus B. Transistorinio stiprintuvo stiprinimo coeficiento valdymo charakteristikos skaiciavimas, Lietuvos TSR aukstuju mokunklu mokslo darbai. — «Electrotechnika ir automatika», 1967, № 3, s. 175—183.
90. Greutman W. W. Balanced gain control circuit. Пат. США № 3141137, cl. 330-29, 14.07.64.
91. Grockett W. R. Here's a dc-to-pulse-width converter. — «Electronic Design», 1967, v. 15, № 16, p. 66—69.
92. Heinchen J. A study of gain control in audio amplifiers. — «Semiconductor Products», 1961, v. 4, № 10, p. 40—43.
93. Hilbiber D. F. Temperature-stable differential amplifier. Пат. США № 3262064, cl. 330-23, 19.07.66.
94. Hoffner V. Automaticke vyrovnavani citlivosti transistorovych prijmacu. — «Sdelovaci technika», 1967, v. 15, № 4, p. 122—127.
95. Howard W. F. Want stable audio amplifiers. — «Electronic Design», 1966, v. 14, № 20, p. 46—51.
96. Horowitz J. F. Variable-gain transistor circuit. Пат. англ. № 979068, cl. H3T, H4R (HO3f), 01.01.65.
97. Hurst S. L. A simple transistor large signal current gain measuring circuit with digital presentation. — «Electronic Engineering», 1965, v. 37, № 450, p. 524—528.
98. Hünlich H. Berechnungsmethode für die Temperaturstabilisieren des Arbeitspunktes von Transistoren. — «Nachrichtentechnik», 1967, Bd 17, № 11, p. 420—424.
99. Jones R. Wide frequency range voltage controlled multivibrator. — «Electronic Engineering», 1967, v. 39, № 467, p. 14—15.
100. Justut P. Polprewodniki w urzadzeniach radioamatorskich. Warszawa, Wydawnictwa komunikacy i lacznosci, 1971, p. 332.
101. Kling B. J. Anordnung for reglering av forstarkningen hos transistorförstärkare. Пат. швед. № 193076, cl. 21a¹, 36/04, 01.12.64.
102. Legier E. Schaltungsanordnung zur Änderung der Verstärkung einer Transistorstufe. Пат. ФРГ № 1136376, kl. 21a², 18/08, 04.04.63.
103. Legros R. Circuit anti-distorsion pour les stades amplificateurs a lampes et a transistor. — «L'onde electronique», 1965, v. 45, № 465, p. 1081—1092.
104. Mallinckrodt A. J. Distorsion in transistor amplifiers. — «IEEE Transactions on Electron Devices», 1963, v. ED-10, № 4, p. 288—289.

105. Matzen W. T. Frequency modulated multivibrator. Пат. США № 3061800, cl. 332-14, 30.10.62.
106. Overtveld J. Design of a simple linear amplifier. — «Electronics and Communications», 1965, v. 42, № 3, p. 32—33.
107. Peace P. S. Improvements in or relating to transistor amplifier circuits. Пат. англ. № 952249, cl. H3T (HO3f), 11.03.64.
108. Perpiatt H. J. Broadband AGC circuits. — «Proc. IEEE», 1967, v. 55, № 2, p. 220.
109. Posner K. Schaltungsanordnung zum Erzeugung von Impulsen insbesondere von extrem langen Impulsen. Пат. ГДР № 45102, kl. 21a¹, 36/02 (HO3k), 05.01.66.
110. Poorter T. Regelbare Transistorschaltung. Пат. ФРГ № 1164497, kl. 21a², 18/08 (HO3f), 17.09.64.
111. Raymond J. D. Linear automatic gain control amplifier. Пат. США № 3292096, cl. 330-29, 11.05.64.
112. Rietveld J. J. Schaltungsanordnung zum Steuern der Verstärkung in Serie geschalteter Transistorverstärkerstufen. Пат. ФРГ № 1186514, kl. 21a², 18/08 (HO3f), 30.09.65.
113. Rotkiewicz P. Automatyczna regulacja wzmacnienia w odbiornikach transistorowych. — «Przegląd telekomunikacyjny», 1966, № 4, s. 97—103.
114. Rusche G. Schaltung zum Messen und Aufzeichnen der Abhängigkeit des Stromverstärkungsfaktors vom Kollektorstrom bei Transistoren in Emitterschaltung. Пат. ФРГ № 1160546, kl. 21g, 11/02, 09.07.64.
115. Schäbitz R. Der Operationsverstärker im Modellregelkreise. — «Messen, Steuern, Regeln», 1961, № 11, v. 454—462.
116. Sinclair J. G. Forward or reverse transistor AGC. — «Electronic Design», 1963, v. 11, № 22, p. 64, 66, 68—69.
117. Swamp out distortion in wide-range AGC systems by using a diode-bridge variable attenuator in the feedback loop stability and high accuracy also result. Design decision. — «Electronic Design», 1966, v. 14, № 8, p. 72—74.
118. Swiderski A. Wzmacniacze pośrednie częstotliwości. Odbior TV. — «Wydawnictwa Komunikacji i Łączności», 1971, p. 188.
119. Tassi U. Amplificatore per bassa frequenza controllo lineare del guadagno. — «Radiotecnica elettronica applicata», 1966, v. 17, № 156, p. 32—34.
120. Taylor E. W. Variable gain low frequency amplifier. Пат. англ. № 905360, cl. 40(6), 05.09.62.
121. Tulloch B. Transistor gain control. Solid State Communications. — «Design of Communications», 1966, p. 207—224.
122. Un amplificateur BF de sortie sans transformateur. — «Revue generale electronique», 1965, № 221, p. 44—50.
123. Vamberra K. Transistorové zesilovace s dalkovým řízením zesílení. — «Slaboproudý obzor», 1964, v. 25, № 2, p. 94—99.
124. Vamberra K. Zapojení pro řízení zesílení transistorového zesilovace. Пат. ЧССР № 112675, cl. 21a², 18/07 (HO3g), 15.11.64.
125. Vamberra K. Zapojení pro řízení zesílení transistorového zesilovace. Пат. ЧССР № 112679, cl. 21a², 18/07 (HO3g), 15.11.64.
126. Vonarburg H. Eingangs- und Ausgangs impedanzen sowie stabilisierte Verstärkungsgrößen gegenkoppelter Verstärker. — «Archiv der elektrischen Übertragung», 1967, v. 21, № 2, S. 96—105.
127. Weldon L. A. Designing AGC for transistorized receivers. — «Electronic Design», 1962, pt 2, v. 10, № 21, p. 76—81.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Глава первая. Общие сведения об управляемых усилителях постоянного тока	5
1. Краткий обзор областей применения управляемых усилителей	5
2. Разновидности управляемых УПТ	10
3. Общие принципы построения управляемых УПТ с использованием амплитудной модуляции	12
4. Общие принципы построения управляемых УПТ с использованием широтно-импульсной модуляции	13
Глава вторая. Управляемые УПТ с использованием амплитудной модуляции	16
5. Основное уравнение управляемого УПТ	16
6. Управляемые усилители с изменением параметров по постоянному току	19
7. Управляемые усилители с регулируемыми параметрами по переменному току	31
8. Управляемые УПТ с регулируемой межкаскадной связью	40
9. Управляемые УПТ АМ	44
Глава третья. Функционально-управляемые усилители	49
10. Критерий функционального управления усилением	49
11. Функционально-управляемые усилители с изменением режима по постоянному току	51
12. Функционально-управляемые усилители на основе функциональных элементов	53
13. Коррекция регулировочных характеристик ФУУ	55
14. Способы линеаризации характеристик управляемых усилителей	57
Глава четвертая. Управляемые УПТ с использованием широтно-импульсной модуляции	64
15. Общие положения	64
16. Управляемые мультивибраторы	67
17. Управляемые УПТ ШИМ	69
Глава пятая. Методы исследования схем управляемых УПТ	74
18. Переходные процессы	74
19. Чувствительность к вариации регулируемых параметров	78
20. Стабилизация параметров управляемых УПТ	80
Список литературы	83