

А. Н. Игнатов

---

# **ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ**

## **И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ**

А. Н. Игнатов

# ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ

ИЗДАНИЕ ВТОРОЕ,  
ПЕРЕРАБОТАННОЕ И ДОПОЛНЕННОЕ



Москва «Радио и связь» 1984

ББК 32.852.3  
И26  
УДК 621.382.323

**Игнатов А. Н.**

И26 Полевые транзисторы и их применение. — 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Радио и связь, 1984. — 216 с., ил.

75 к.

Рассмотрены особенности характеристик и применения основных типов отечественных полевых транзисторов практически во всех возможных режимах работы. Приведены методики расчета узлов аппаратуры выполненных на полевых транзисторах. По сравнению с первым изданием (1979 г.) расширен материал по применению интегральных микросхем и новых типов полевых транзисторов (мощных и сверхвысокочастотных).

Для инженерно-технических работников, занимающихся разработкой радиоэлектронной аппаратуры. Полезна также студентам вузов.

И  $\frac{2403000000-146}{046(01)-84}$  143-84

ББК 32.852.3  
6Ф0.3

РЕЦЕНЗЕНТ: доктор техн. наук профессор В. А. ГОРОХОВ

*Редакция литературы по кибернетике и вычислительной технике*

**Александр Николаевич Игнатов**

## **ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ**

Редактор **Т. М. Бердичевская**. Художественный редактор **Н. С. Шенин**.

Обложка художника **В. П. Григорьева**. Технический редактор **Т. Н. Зыкина**.

Корректор **Т. Г. Захарова**

**ИБ № 599**

Сдано в набор 7.02.84

Подписано в печать 27.04.84

Т-05427

Формат 60×90<sup>1</sup>/<sub>16</sub>

Бумага книжно-журн

Гарнитура литературная

Печать высокая Усл. печ. л. 13,5 Усл. кр.-отт. 14,0 Уч.-изд. л. 15,14 Тираж 20 000 экз.

Изд. № 20366

Зак. № 15

Цена 75 к.

Издательство «Радио и связь». 101000 Москва, Почтамт, а/я 693

Московская типография № 5 ВГО «Союзучетиздат»  
101000 Москва, ул. Кирова, д. 40

© Издательство «Радио и связь», 1984

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Среди отраслей, определяющих научно-технический прогресс, важное место занимает электроника. Основные элементы электронной техники — полупроводниковые приборы и интегральные микросхемы (ИС). Перспективными изделиями электронной промышленности являются полевые транзисторы (ПТ) и ИС на их основе.

Полевые транзисторы имеют ряд ценных свойств, присущих как биполярным транзисторам (малые габаритные размеры, экономичность, долговечность), так и электронным лампам (высокое входное сопротивление, хорошие ключевые и регулировочные характеристики, хорошая развязка входных и выходных цепей). Использование ПТ позволяет не только упростить электронные устройства, уменьшить их массу и габаритные размеры, но и создавать устройства, реализация которых на других активных элементах затруднена, а порой и невозможна.

В последние годы наблюдается рост выпуска ИС на основе ПТ с очень высокой плотностью компоновки и малой удельной стоимостью элементов.

С 1978 г. по 1983 г. номенклатура отечественных ПТ, выпускаемых в виде дискретных элементов, расширилась примерно на 30%. Создаются мощные, сверхвысокочастотные и малoshумящие транзисторы.

Первое издание данной книги вышло в 1979 г. под названием «Полевые транзисторы и их применение в технике связи». В отзывах отмечалась актуальность и своевременность ее издания, выражались пожелания при повторном издании, сохранив теоретическую часть, ввести новые разделы по применению мощных транзисторов, аналоговых и цифровых ИС на ПТ.

Второе издание книги переработано и дополнено новыми материалами с учетом высказанных пожеланий. При этом расширен справочный материал по ПТ и ИС на ПТ, рассмотрены особенности работы и расчета перспективных типов функциональных узлов, не вошедших в первое издание: модуляторы, детекторы, усилители мощности, генераторы тока и др., значительно расширена библиография.

С 1965 г. по 1982 г. в СССР и за рубежом опубликовано более двух тысяч монографий, статей и сообщений, где рассмотрены вопросы физической теории некоторых типов и структур, описаны свойства и устройства на ПТ. Терминология и обозначения ПТ гостированы [1, 2]. Параметры, характеристики и свойства ПТ рассматриваются в работах [3—22]. Особенности ПТ с  $p-n$ -пе-



реходом и некоторые возможности их применения в электронных устройствах описаны в [23—28]. Вопросы применения аналоговых ИС на ПТ рассматриваются в [29—32]. Ряд работ посвящен цифровым интегральным микросхемам (ЦИС) на основе структур типа металл — диэлектрик — полупроводник [33—35]. Методы проектирования аппаратуры на ЦИС рассмотрены в [34—36]. Справочные данные о дискретных ПТ приводятся в [38, 41], об аналоговых и цифровых ИС в [32, 42—45]. Основы теории ПТ излагаются в учебниках и учебных пособиях [47—50].

Анализ опубликованных работ позволяет сделать вывод о том, что физическая теория ПТ разработана достаточно хорошо. Однако этого нельзя сказать о теории электронных устройств на ПТ, отставание которой проявляется в следующем:

- в недостаточном количестве работ, в которых проводилось бы обоснованное сопоставление свойств отечественных ПТ разных типов и структур между собой, а также со свойствами других активных компонентов;

- в недостаточном объеме справочных данных ПТ для их рационального использования;

- в разобщенности и противоречивости опубликованных результатов исследований, связанных с применением ПТ;

- в отсутствии технических решений и методик инженерного синтеза ряда функциональных электронных устройств.

Основу книги составляют материалы исследований характеристик, свойств и применений отечественных ПТ разных типов и структур, а также ИС на ПТ, выполненных автором. В п. «СВЧ устройства» (§ 4.6) использованы материалы, любезно предоставленные П. П. Мальцевым.

Автор выражает благодарность за ценные замечания рецензенту книги д-ру техн. наук, профессору В. А. Горохову.

Отзывы и замечания о книге прошу направлять по адресу: Москва, Почтамт, а/я 693, изд-во «Радио и связь».

# Глава 1

## ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

### 1.1. КЛАССИФИКАЦИЯ ТРАНЗИСТОРОВ

Полевой транзистор — полупроводниковый прибор, усилительные свойства которого обусловлены потоком основных носителей, протекающих через проводящий канал, и управляемым электрическим током. Выходной ток ПТ обусловлен носителями заряда одной полярности: либо электронами, либо дырками. До введения ГОСТ 15133—77 ПТ часто называли униполярными приборами, а также канальными транзисторами. Выходные электроды ПТ названы (с учетом направления протекания тока при включении прибора в качестве усилительного элемента) истоком и стоком.

Критериями для классификации ПТ являются:

- технологическая структура (приборы с  $p$ — $n$ -переходом — сплавные и диффузионные, МДП-транзисторы, транзисторы с барьером Шотки, тонкопленочные транзисторы);

- тип проводимости канала ( $n$  и  $p$ );

- число электродов (полевой триод, полевой тетрод);

- число элементов на одной основе (сдвоенные ПТ, комплементарные ПТ);

- тип используемого полупроводникового материала (кремний, германий, арсенид галлия);

- конструкция прибора (унитрон, текнетрон, алкатрон, гридистор);

- электрические свойства (высоковольтные, высокочастотные, мощные ПТ);

- класс применения (усилительные, детекторные и т. д.).

### 1.2. ТЕРМИНОЛОГИЯ И ОБОЗНАЧЕНИЯ ТРАНЗИСТОРОВ

В зарубежной литературе используются различные системы параметров и обозначений ПТ. В некоторых странах используется система, построенная на основе разделения параметров по пяти основным классам применения ПТ (УПЧ, УВЧ, ключи, модуляторы и УПТ). Однако такая система не затрагивает ряда других применений и свойств ПТ (параметры управляемого сопротивления, область прямых токов затвора и область пробоя). Кроме того, необходимо учитывать преемственность и связь параметров

ПТ и других активных компонентов, особенно электронных ламп. Следует отметить, что система обозначений, принятая в США и Японии, которая использует сложные индексы, выражающие связь параметра с цепями электродов и режимом работы [например,  $C_{gdss}$  согласуется с установившейся в СССР (ГОСТ 19095—73)].

В нашей стране используются обозначения, термины и определения, соответствующие ГОСТ 15133—77 и ГОСТ 19095—73. В данной книге приняты следующие сокращения: для обозначения полевых транзисторов с  $p$ — $n$ -переходом  $p$ — $n$ -ПТ с изолированным затвором МДП-ПТ и с барьером Шотки БШ-ПТ. Необходимо отметить, что широко употребляемый в отечественной литературе для ПТ с изолированным затвором термин МОП применять нецелесообразно, так как он имеет более узкий смысл, чем термин МДП (металл — диэлектрик — полупроводник). Например, ПТ типа КП305 в качестве изолятора между каналом и затвором помимо окисла кремния ( $SiO_2$ ) содержит нитрид кремния ( $Si_3N_4$ ) и, таким образом, не является МОП-транзистором.

В зарубежной литературе встречаются следующие обозначения: для ПТ с  $p$ — $n$ -переходом: Field-Effect Transistor (FET), Feldeffekt Transistoren (FET), Junction Field-Effect Transistor (JFET),  $p$ — $n$ -FET; для ПТ с изолированным затвором: Metal-Oxide-Semiconductor (MOS, MOSFET), Metal-Oxide-Silicon-Transistor (MOST); для ПТ со структурой металл — нитрид — полупроводник: Metal-Nitride-Semiconductor (MNS или MNS-FET); для ПТ с барьером Шотки: Schottky Barrier Gate Transistor (SBGT).

Электроды ПТ обозначаются следующими буквами: исток — S (Source), сток — D (Drain), затвор — G (Gate); подложка МДП-ПТ — Substrate.

### 1.3. ТИПЫ И СТРУКТУРЫ ТРАНЗИСТОРОВ

Полевые транзисторы подразделяют на типы, исходя из особенностей их конструкций и электрических характеристик. По аналогии с электронными лампами для описания электрических свойств ПТ часто используют характеристики прямой передачи, показывающие зависимость выходного тока от входного напряжения при фиксированном напряжении на выходе.

Обозначения и характеристики ПТ, выпускаемых в виде дискретных элементов и используемых в ИС, приведены на рис. 1.1.

В настоящее время выпускаются транзисторы с различной технологической структурой: с  $p$ — $n$ -переходом, типа МДП (металл — окисел — полупроводник и металл — нитрид — окисел — полупроводник), а также с барьером Шотки.

У транзисторов с  $p$ — $n$ -переходом управляющее поле создается  $p$ — $n$ -переходом затвор — канал, обычно смещенным в обратном направлении, который управляет током. Проводящий канал — это область в полупроводнике, в которой регулируется поток носителей заряда. Для улучшения усилительных свойств при производстве ПТ широко используют параллельное соединение элементар-

ных ячеек. Так, например, ПТ типа КП103 состоит из пяти элементарных ячеек, соединенных параллельно (рис. 1.2,а). Канал представляет собой полупроводниковый материал с дырочной ( $p$ ) или электронной ( $n$ ) проводимостью. Как видно из рис. 1.1,б, характеристика передачи  $n$ -канальных ПТ напоминает характеристики передачи ламп типа пентод.

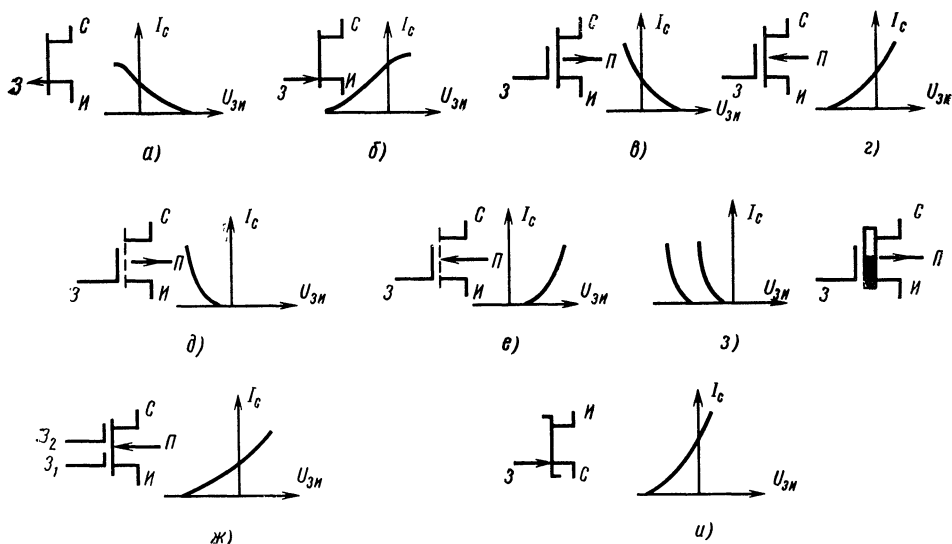


Рис. 1.1. Обозначения и характеристики передачи ПТ:

а, б — с  $p$ - $n$ -переходом и каналом  $p$ - и  $n$ -типов; в, г — со структурой МДП и встроенным каналом  $p$ - и  $n$ -типов; д, е — со структурой МДП и индуцированным каналом  $p$ - и  $n$ -типов; ж — тетрод с каналом  $n$ -типа; з — со структурой МНОП; и — с барьером Шотки

МДП-ПТ имеют один или несколько затворов, электрически изолированных от проводящего канала одним или несколькими слоями диэлектрика. При приложении электрического напряжения к участку затвор — исток в полупроводнике на границе с диэлектриком по закону электростатической индукции появляется электрический заряд противоположного знака, который влияет на электропроводность прилегающего слоя полупроводника, образующего канал.

В виде дискретных элементов выпускаются транзисторы с изолированным затвором двух разновидностей: со встроенным и индуцированным каналами. У транзисторов первого типа при отсутствии управляющего напряжения имеется проводящий канал. Они допускают работу при напряжениях на входе, вызывающих увеличение (режим обогащения) или уменьшение (режим обеднения) электропроводности канала по сравнению с электропроводностью при отсутствии управляющего напряжения затвор — исток. Выпускаются МДП-ПТ со встроенными каналами  $n$ -типа (рис. 1.1,г).

Поперечное сечение МДП-ПТ со встроенным каналом  $n$ -типа (например, КП305) показано на рис. 1.2,б.

У транзисторов второго типа при отсутствии управляющего напряжения ( $U_{зи} = 0$ ) канал отсутствует. Он создается лишь при подаче на вход напряжения соответствующей полярности и амплитуды (отрицательного напряжения, превышающего по абсолютной

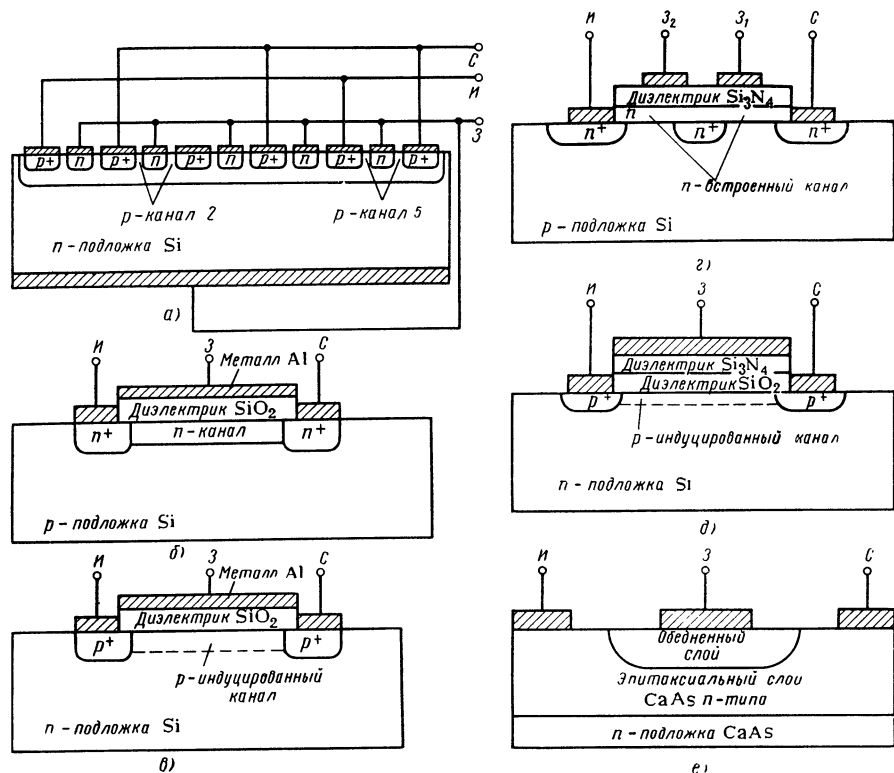


Рис. 1.2. Структуры маломощных ПТ:

а — с  $p$ - $n$ -переходом и каналом  $p$ -типа; б — со структурой МДП и встроенным каналом  $n$ -типа, в — со структурой МДП и индуцированным каналом  $p$ -типа; г — тетрод с каналом  $n$ -типа; д — со структурой МНОП; е — с барьером Шоттки

величине пороговое напряжение  $U_{зи}$  пор у  $p$ -канальных транзисторов, или положительного напряжения, превышающего  $U_{зи}$  пор у  $n$ -канальных транзисторов). Обозначения и характеристики передачи транзисторов с индуцированным каналом  $p$ -типа приведены на рис. 1.1,д, а  $n$ -типа — на рис. 1.1,а. Режим работы ПТ с индуцированным каналом принято называть режимом обогащения. Поперечное сечение МДП-ПТ с индуцированным каналом  $p$ -типа (например, КП301) показано на рис. 1.2,в.

Следует отметить, что освоен выпуск мощных  $n$ -канальных МДП-ПТ (КП901, КП902, КП904, КП905, КП907, КП908). Их ха-

характеристики передачи при малых токах стока представлены на рис. 1.1,г. Однако основным режимом работы этих транзисторов является режим обогащения. Поэтому их относят к транзисторам с индуцированным каналом и обозначают как показано на рис. 1.1,е [63...65], а вместо порогового напряжения в паспортных данных указывают остаточный ток стока при  $U_{зи}=0$ .

Выпускаются также МДП-тетроды: транзисторы с двумя изолированными затворами и каналами  $n$ -типа (КП306 и КП350). Их характеристики передачи (рис. 1.1,ж) напоминают характеристики передачи  $n$ -канальных МДП-ПТ со встроенным каналом (рис. 1.1,г). Однако у тетродов характеристика может существенно изменяться в зависимости от потенциала второго (экранного) затвора. Эта особенность иногда используется в устройствах с АРУ. Подложка тетрода соединяется внутри корпуса прибора с истоком. Поперечное сечение МДП-тетрода с каналом  $n$ -типа (например, КП306) показано на рис. 1.2,г.

Многие семейства ЦИС выполнены на МДП-транзисторах: на МДП-ПТ с индуцированным каналом  $p$ -типа, со встроенным каналом  $n$ -типа, а также на МДП-ПТ с разными типами проводимости. По совокупности технико-экономических показателей превосходными свойствами обладают ЦИС на комплементарных МДП-транзисторах с индуцированными каналами. Каждый из таких транзисторов образован парой элементов (рис. 1.1,д, е).

Особые свойства МДП-ПТ со структурой металл — нитрид — окисел — полупроводник (МНОП) позволили решить проблему создания перепрограммируемых постоянных запоминающих устройств в интегральном исполнении. На рис. 1.1,з изображено обозначение и показаны две возможные характеристики передачи МНОП-транзистора. Прибор обладает способностью длительное время сохранять заряд между двумя диэлектриками, который индуцируется при кратковременной подаче на вход управляющего напряжения. Знак этого заряда противоположен знаку управляющего напряжения. В зависимости от заряда, накопленного между двумя диэлектриками, прибор может иметь характеристики передачи с малыми или большими пороговыми напряжениями (рис. 1.1,ж). Это свойство используется для хранения информации. Важной особенностью устройств памяти на основе МНОП-транзисторов является возможность сохранения записанной информации при отключении источника питания на длительное время. Поперечное сечение МНОП транзистора показано на рис. 1.2,д.

Управляющая цепь транзисторов с барьером Шотки (рис. 1.1,и) представляет собой контакт металл — полупроводник, имеющий выпрямительные свойства. Важным достоинством БШ-ПТ является отсутствие между затвором и каналом слоя диэлектрика, являющегося источником дрейфа и нестабильности характеристики. Затвор типа барьера Шотки имеет также определенные преимущества перед затвором транзисторов с  $p$ - $n$ -переходом. Барьер Шотки имеет очень малый обратный ток. Кроме того, барьер, образуемый в полупроводнике с большой шириной запрещенной зоны,

оказывается очень большим и, следовательно, на затвор типа барьер Шотки можно подавать значительные отпирающие напряжения, не вызывая протекания избыточного тока затвора. В качестве полупроводникового материала в БШ-ПТ используют арсенид галлия.

В ПТ Шотки (рис. 1.2, д) используется полупроводящая подложка, на которой выращен эпитаксиальный слой арсенида галлия  $n$ -типа. На этом слое изготовлены омические контакты истока и стока. Функцию затвора выполняет

полоса из напыленного на поверхность полупроводника металла. Затвор расположен между контактами истока и стока. Под контактом затвора образуется область обеднения, в которой подвижные носители практически отсутствуют. В зависимости от управляющего напряжения  $U_{зи}$  меняется толщина обедненной области и, следовательно, ток, протекающий через канал.

Структуры перспективных типов мощных МДП-ПТ показаны на рис. 1.3. В отличие от рассмотренных выше планарных структур, в них ток стока течет в основном в вертикальном направлении сквозь толщу  $n$ -слоя. Поэтому такие структуры называются вертикальными. МДП-ПТ с вертикальной структурой имеют каналы малой длины и позволяют эффективно использовать площадь кристалла. Эта особенность дает возможность реализовать большие крутизну и рассеиваемую мощность, малые сопротивления в открытом состоянии и малые времена переключения. Удельная крутизна МДП-транзистора зависит от электрофизических свойств структуры и геометрии канала:

$$\beta = \frac{\mu \epsilon \epsilon_0 W}{2d L},$$
 где  $\mu$  — подвижность основных носителей в канале;  $\epsilon$  — проницаемость диэлектрика;  $\epsilon_0$  — проницаемость воздуха;  $d$  — толщина слоя диэлектрика;  $W$ ,  $L$  — ширина и длина канала.

Разновидностями вертикальных МДП-ПТ являются:

транзисторы с  $V$ -канавкой (рис. 1.3, а).

Такая структура позволяет уменьшить длину канала. Толщина промежутокка сток —

исток определяется толщиной эпитаксиального или диффузионного слоя  $p$ , расположенного между слоями  $n^+$  и  $n^-$ . Функцию диэлектрика выполняет  $V$ -образная изолирующая канавка, на которую нанесена металлическая пленка (обычно алюминиевая), выполняющая функцию затвора. Подложка играет роль стока;

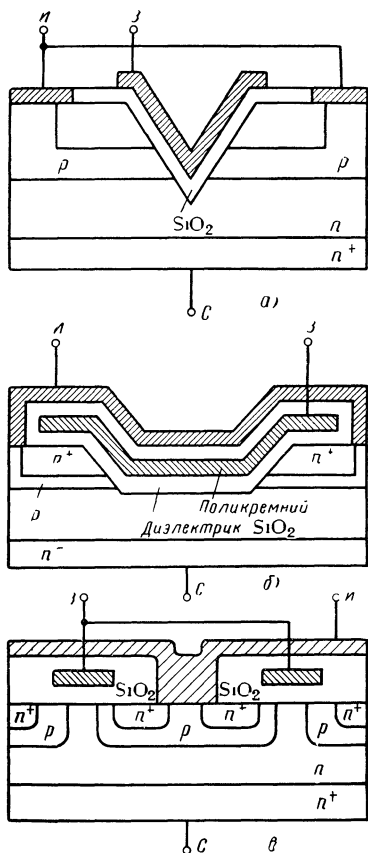


Рис. 1.3. Структуры мощных ПТ с вертикальной структурой: а — с  $V$ -канавкой; б — с  $U$ -канавкой; в — изготовленного методом двойной имплантации

транзистор с  $U$ -канавкой (рис. 1.3,б) имеет много общего с изображенным на рис. 1.3,а. Такая структура позволяет избежать концентрации силовых линий электрического поля, характерной для острого  $V$ -канавки. При этом допустимое значение напряжения сток — затвор  $U$ -МДП-транзисторов оказывается большим, чем у  $V$ -МДП-транзисторов. В рассматриваемой конструкции используется поликремниевый затвор, окруженный изолирующей прослойкой диэлектрика ( $\text{SiO}_2$ ). Это значительно уменьшает токи утечки. Использование поликремниевых затворов позволяет понизить пороговые напряжения. Это обусловлено меньшей работой выхода поликристаллического кремния по сравнению с алюминием, а также уменьшением поверхностного заряда;

транзисторы, изготовленные методом двойной имплантации (рис. 1.3,в). Эти транзисторы имеют очень малую и хорошо контролируемую длину канала. Длина канала такого транзистора определяется разностью глубин проникновения акцепторной и донорной примесей в высокоомный материал  $n$ -типа. Транзисторы содержат поликремниевые затворы, что способствует уменьшению емкости затвор — сток и порогового напряжения. Аналогичную структуру и свойства имеют мощные МДП-ПТ, изготовленные методом двойной диффузии.

Данные о транзисторах, выпускаемых в виде дискретных элементов, сведены в табл. 1.1. Бескорпусные транзисторы типов КП201, КП202, КПС202 разработаны для применения в ГИС.

Полевые транзисторы с  $p$ — $n$ -переходом находят применение в аналоговых ИС, обычно в сочетании с биполярными транзисторами. В отличие от транзисторов с  $p$ — $n$ -переходом у МДП-транзисторов сохраняется высокое входное сопротивление независимо от полярности управляющего напряжения. Эта важная особенность позволяет широко использовать МДП-транзисторы в схемах с непосредственной (гальванической) связью.

Т а б л и ц а 1.1

Вид характеристики передачи	Тип канала	Структура транзистора	Тип транзистора
Рис. 1.1,а	$p$	$p$ — $n$ -триод	КП101, КП102, КП103, КП201
Рис. 1.1,б	$n$	$p$ — $n$ -триод	КПС104, КП202, КПС202, КП302, КП303, КП307, КП308, КП312, КП314, КП903
Рис. 1.1,в	$n$ встроенный	МДП-триод	КП305, КП313
Рис. 1.1,г	$p$ индуцированный	МДП-триод	КП301, КП304
Рис. 1.1,е	$n$ индуцированный	МДП-триод	КП901, КП902, КП904, КП905, КП907, КП908
Рис. 1.1,ж	$n$ встроенный	МДП-тетрод	КП306, КП350
Рис. 1.1,и	$n$	БШ-триод	АП320, АП321, АП324, АП325, АП326, АП602, АП610



Таблица 1.2

Тип тран- зистора	$I_{C \min}$ , мА	$I_{C \max}$ , мА	$I_{3 \text{ ут max}}$ , нА	$S_{\min}$ , мА/В	$S_{\max}$ , мА/В	$U_{3 \text{ и отс min}}$ , В	$U_{3 \text{ и отс max}}$ , В	$K_{ш \min}$ , дБ	$K_{ш \max}$ , дБ	$C_{11 \text{ и}}$ , пФ	$C_{12 \text{ и}}$ , пФ	$U_{C3 \text{ max}}$ , В	$U_{CII \text{ max}}$ , В	$P_{\text{рас}}$ , мВт
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
КП101Г	0,15	2	2	0,15	—	—	5	—	4	10	—	10	10	—
КП101Д	0,3	4	2	0,4	—	—	6	—	7	10	—	10	10	—
КП101Е	0,5	5	2	0,3	—	—	6	—	—	10	—	10	10	—
КП103Е	0,3	2,5	20	0,4	2,4	0,4	1,5	0,5	3	20	8	15	10	7
КП103Ж	0,5	3	20	0,5	2,8	0,5	2,2	0,5	3	20	8	15	10	12
КП103И	0,8	1,8	20	0,8	2,6	0,8	3	0,5	3	20	8	15	12	21
КП103К	1,0	5,5	20	1,0	3	1,4	4	0,5	3	20	8	15	10	38
КП103Л	1,8	6,6	20	1,8	3,8	2	6	0,5	3	20	8	17	12	66
КП103М	3	12	20	1,3	4,4	2,8	7	0,5	3	20	8	17	10	120
КПС104А	0,1	0,8	0,3	0,35	—	0,2	1	—	—	—	—	30	25	45
КПС104Б	0,1	0,8	0,3	0,35	—	0,2	1	—	—	—	—	30	25	45
КПС104В	0,35	1,5	1	0,35	—	0,4	2	—	—	—	—	30	25	45
КПС104Г	1,1	3	1	1	—	1	3	—	—	—	—	30	25	45
КПС104Д	1,1	3	1	1	—	1	3	—	—	—	—	30	25	45
КПС104Е	0,35	3	0,35	0,65	—	0,4	2	—	—	—	—	30	25	45
КП201Е	0,3	0,65	1	0,4	—	—	1,5	0,8	3	20	8	15	10	60
КП201Ж	0,55	1,2	1	0,7	—	—	2,2	0,8	3	20	8	15	10	60
КП201И	1	2,1	1	0,8	—	—	3	0,8	3	20	8	15	10	60
КП201К	1,7	3,8	1	1,4	—	—	4	0,8	3	20	8	15	10	60
КП201Л	3	6	1	1,8	—	—	6	0,8	3	20	8	15	10	60
КПС202А2	—	—	—	—	—	—	—	—	—	6	2	20	15	30
КПС202Б2	0,25	1,5	0,6	0,5	—	0,2	2	—	—	6	2	20	15	30
КПС202В2	0,35	1,5	—	0,65	—	0,4	2	—	—	6	2	20	15	30
КПС202Г2	1,1	3	1	1	—	1	3	—	—	6	2	20	15	30
КПС202ДИ	0,5	1,5	1	0,65	—	0,4	2	—	—	6	2	20	15	60
КПС202Е1	1,1	3	1	1	—	1	3	—	—	6	2	20	15	60
КП301Б	0,05	15	0,3	1	2,6	2,7	5,4	2,2	9,5	3,5	1	30	20	200
КП301В	0,05	15	0,3	2	3	2,7	5,4	2,2	9,5	3,5	1	30	20	200
КП301Г	0,05	15	0,3	0,5	1,6	2,7	5,4	2,2	9,5	3,5	1	30	20	200
КП302А	3	24	10	5	12,5	1	5	0,6	0,93	20	8	20	20	300
КП302Б	18	43	10	7	14	2,5	7	—	—	20	8	20	20	300
КП302В	33	—	10	—	—	3	10	—	—	20	8	20	20	300
КП302Г	15	65	10	7	14,5	2	7	—	—	20	8	20	20	300
КП303А	0,5	2,5	1	1	4	0,5	3	—	—	6	2	30	25	200
КП303Б	0,5	2,5	1	1	4	0,5	3	—	—	6	2	30	25	200
КП303В	1,5	5	1	2	5	1	4	—	—	6	2	30	25	200
КП303Г	3	12	0,1	3	7	—	8	—	—	6	2	30	25	200
КП303Д	3	9	1	2,6	—	—	8	—	—	6	2	30	25	200
КП303Е	5	20	1	4	—	—	8	—	—	6	2	30	25	200
КП303Ж	0,3	3	5	1	4	0,3	3	—	—	6	2	30	25	200
КП303И	1,5	5	5	2	6	0,5	2	—	—	6	2	30	25	200
КП304	—	30	20	4	—	5	—	—	—	9	2	30	25	200
КП305Д	15	1	—	5,2	10,5	6	1	3	7,5	5	0,8	15	15	150
КП305Е	15	0,005	—	5,2	10,5	6	1	—	—	5	0,8	15	15	150
КП305Ж	15	1	—	5,2	10,5	6	1	3	7,5	5	0,8	15	15	150
КП305И	15	1	—	4	10,5	6	1	—	—	5	0,8	15	15	150
КП306А	20	5	3	8	4	—	—	4	6	5	0,07	20	20	150
КП306Б	20	5	3	8	4	—	—	4	6	5	0,07	20	20	150
КП306В	20	5	3	8	6	—	—	4	6	6	0,07	20	20	150

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
КП307А	3	9	1	4	9		3			5	1,5	27	27	250
КП307Б	5	15	1	5	15	0,5	5			5	1,5	27	27	250
КП307В	5	15	1	5	15	0,5	5		6	5	1,5	27	27	250
КП307Г	8	24	1	6	12	1	6			5	1,5	27	27	250
КП307Д	8	24	1	6	12	1	6		6	5	1,5	27	27	250
КП307Е	1,5	5	1	3	8	0,5	2,5			5	1,5	27	27	250
КП307Ж	3	25	1	4			7			5	1,5	27	27	250
КП308А	0,4	20	1	1	4	0,2	1,2			6	2	30	25	60
КП308Б	0,8	20	1	1	4	0,3	1,8			6	2	30	25	60
КП308В	1,4	20	0,5	2	6,5	0,4	2,4			6	2	30	25	60
КП308Г		20				1	6			6	2	30	25	60
КП308Д		20				1	3			6	2	30	25	60
КП312А	8	25	10	4	5,8	2,5	8	1	4	4	1	25	20	100
КП312Б	1,5	7	10	2	5	0,8	6	1	6	4	1	25	20	100
КП313А		15	10	4,5	10,5	6			7,5	7	0,9	15	15	75
КП313Б		15	10	4,5	10,5	6			7,5	7	0,9	15	15	75
КП313В		15	10	4,5	10,5	6			7,5	7	0,9	15	15	75
КП314А	2,5	20	0,1	40						6	2	30	25	200
КП350А	0,01	30	5	6	10	0,07	6	3,7	6	6	0,07	15	15	200
КП350Б	0,01	30	5	6	10	0,07	6	2	6	6	0,07	15	15	200
КП350В	0,01	30	5	6	10	0,07	6	4,1	8	6	0,07	15	15	200
КП901А	15	4000	—	50	160	—	—	—	—	100	10	85	70	20000
КП901Б	15	4000	—	60	170	—	—	—	—	100	10	85	70	20000
КП902А	0,001	200	3	10	25	—	—	3,4	6	11	0,6	—	60	3500
КП902Б	0,001	200	3	10	25	—	—	—	—	11	0,6	—	60	3500
КП902В	0,001	200	3	10	25	—	—	—	8	11	0,8	—	60	3500
КП903А	120	700	100	85	140	—	—	—	—	18	—	20	20	6000
КП903Б	60	480	100	50	130	—	—	—	—	18	—	20	20	6000
КП903В	90	600	100	60	140	—	—	—	—	18	—	20	20	6000
КП904А	6	5000	—	250	510	—	—	—	—	300	—	90	70	75000
КП904Б	6	3000	—	250	510	—	—	—	—	300	—	90	70	75000
КП905А	0,5	200	—	18	39	—	—	—	6,5	6	0,4	70	60	4000
КП905Б	0,5	200	—	18	39	—	—	—	6,5	6	0,4	70	60	4000
КП907А	20	1000	—	110	200	—	—	—	—	20	1,5	70	60	11000
КП907Б	20	1000	—	110	200	—	—	—	—	20	1,5	70	60	11000
КП908А	1	2500	—	24	40	—	—	—	—	4,5	0,6	50	40	2500
КП908Б	1	2500	—	24	40	—	—	—	—	6,5	0,6	50	40	2500

Однако при разработке и монтаже схем с МДП-транзисторами следует соблюдать меры предосторожности: не допускать напряжений между затвором и каналом, превышающих напряжение пробоя диэлектрика. МДП-транзисторы нуждаются также в защите от статического электричества при транспортировке. Это обычно обеспечивается соединением всех выводов МДП-транзистора друг с другом.

Параметры основных типов отечественных ПТ сведены в табл. 1.2.

## 1.4. ХАРАКТЕРИСТИКИ ТРАНЗИСТОРОВ

Статическими характеристиками ПТ являются функциональные зависимости между токами и напряжениями, прикладываемыми к его электродам:

входная характеристика  $I_3 = f(U_{зи})$  при  $U_{си} = \text{const}$ ;  
характеристика обратной передачи  $I_3 = f(U_{си})$  при  $U_{зи} = \text{const}$ ;  
характеристика прямой передачи  $I_c = f(U_{зи})$  при  $U_{си} = \text{const}$ ;  
выходная характеристика  $I_c = f(U_{си})$  при  $U_{зи} = \text{const}$ .

На практике широко используются лишь две последние характеристики, причем характеристику прямой передачи часто называют просто характеристикой передачи. Входная характеристика и характеристика обратной передачи используются редко, так как в абсолютном большинстве применений входные токи ПТ ( $10^{-8} \dots 10^{-12}$  А) пренебрежимо малы по сравнению с токами, протекающими через элементы, которые подключены к их входам. Характеристики передачи ПТ разных типов и структур показаны на рис. 1.1.

Основные параметры, интересующие разработчиков электронной аппаратуры, можно получить из семейства выходных (стоковых) характеристик (рис. 1.4). Поэтому они заслуживают подробного рассмотрения. Как показано на рис. 1.4,а, их можно условно разбить на четыре области: омическую, усиления, пробоя и возникновения прямых токов затвора. В омической области наблюдается резко выраженная зависимость тока стока  $I_c$  от напряжений  $U_{си}$  и  $U_{зи}$ . Здесь транзистор ведет себя как сопротивление, управляемое напряжением  $U_{зи}$ . Область усиления отделена от омической границей — геометрическим местом точек (кривая  $oa$ ), для которых выполняется условие

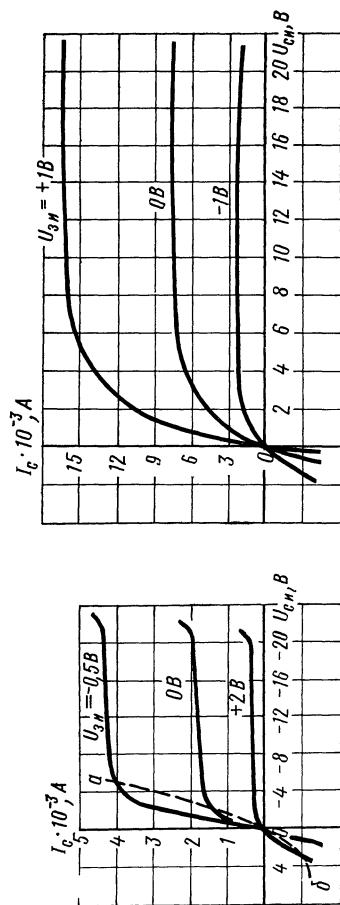
$$U_{си} = U_{зи} - U_{зи \text{ отс.}}$$

Для области усиления характерна менее выраженная зависимость тока стока от напряжения сток — исток. В этой области ПТ обычно используется как усилительный прибор.

При больших напряжениях на стоке наблюдается резкое увеличение тока стока, и, если мощность, рассеиваемая на стоке, превышает допустимую, то происходит необратимый пробой участка затвор — сток. При подаче на вход ПТ запирающего напряжения увеличивается разность потенциалов между затвором и стоком. В этом случае пробой происходит при напряжении сток — исток, меньшем на значение  $U_{зи}$ .

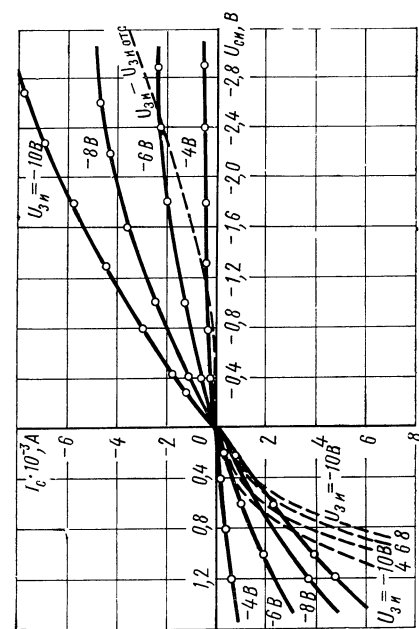
В отличие от электронных ламп ПТ могут работать и при смене полярности выходного напряжения. Однако при этом следует помнить, что, как только напряжение на стоке превысит напряжение затвор — исток на величину контактной разности потенциалов  $p-n$ -перехода, возникает прямой ток затвора и входное сопротивление резко уменьшается.

Рис. 1.4. Выходные характеристики ПТ:  
 а — типа КТ103К; б — типа КТ305Ж; в — типа  
 КТ301Б; г — типа КТ904

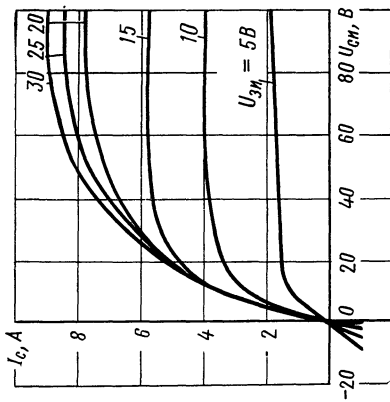


б)

а)



в)



г)

Как показано на рис. 1.4,а, область возникновения токов затвора отделена от омической области геометрическим местом точек (кривая *об*), для которых выполняется соотношение

$$U_{\text{си}} = U_{\text{зи}} + U_{\text{к}}.$$

Семейства выходных характеристик МДП-транзисторов со встроенным каналом *n*-типа приведено на рис. 1.4,б, а с индуцированным каналом *p*-типа — на рис. 1.4,в. Очевидно, что выходные характеристики МДП-транзисторов также можно условно разбить на вышеупомянутые области, исключив область возникновения прямых токов затвора. Однако следует учитывать, что такая область будет иметь место и у МДП-транзисторов, если их подложка соединена с истоком. В последнем случае при обратной полярности стокового напряжения возникают прямые стоки подложки, и стоковые характеристики принимают вид, показанный на рис. 1.4,в штриховыми линиями. Для увеличения рабочих токов и, следовательно, крутизны в современных приборах широко применяется параллельное соединение элементарных ячеек. Такое решение используется, в частности, в мощных МДП-транзисторах. Выходные

характеристики МДП-транзистора большой мощности типа КП904 приведены на рис. 1.4,г.

Характеристики ПТ, как и любого другого полупроводникового прибора, зависят от температуры. Однако влияние температуры проявляется по-разному у ПТ с *p-n*-переходом и у МДП-ПТ. У транзисторов с *p-n*-переходом с ростом температуры уменьшается контактная разность потенциалов  $U_{\text{к}}$ , что способствует увеличению тока стока. Одновременно уменьшается подвижность носителей в

канале, что способствует уменьшению тока стока. При определенном напряжении затвор — исток влияния изменения контактной разности потенциалов и изменения подвижности носителей в канале на ток стока оказываются одинаковыми. В этом случае у ПТ с *p-n*-переходом наблюдается точка температурной стабильности тока стока  $I_{\text{стт}}$ . Это поясняется с помощью кривых, приведенных на рис. 1.5. Ориентировочно положение точки температурной стабильности тока стока по характеристике передачи ПТ можно найти, используя соотношение

$$U_{\text{зтт}} = [U_{\text{зи огс}} - (0,5 \dots 0,9)] \text{ В}.$$

Из приведенного выражения следует, что у ПТ с *p-n*-переходом, имеющих напряжение отсечки, равное напряжению  $U_{\text{зтт}}$ ,

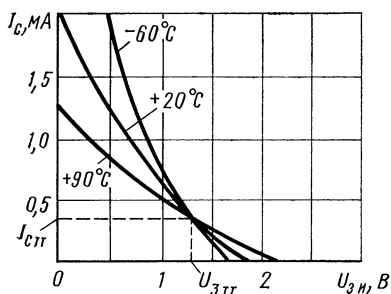


Рис. 1.5. Характеристики передачи ПТ с *p-n*-переходом при разных температурах

максимальный ток стока не будет зависеть от температуры. Эту особенность целесообразно использовать при разработках усилителей малых сигналов на ПТ. Однако при этом необходимо помнить, что в точке температурной стабильности тока стока не гарантируется температурная стабильность крутизны.

Полевые транзисторы с  $p$ — $n$ -переходом имеют точку температурной стабильности крутизны. Ориентировочно напряжение на участке затвор — исток, соответствующее точке температурной стабильности крутизны  $U_{з\text{тк}}$ , можно найти по формуле

$$U_{з\text{тк}} = [U_{з\text{и отс}} - (0,2 \dots 0,5)] \text{ В.}$$

Подвижность носителей  $n$ -канальных ПТ выше, чем  $p$ -канальных. Поэтому при разных условиях наблюдается разное положение точек температурной стабильности тока стока и крутизны.

Приведем формулы для расчета температурных коэффициентов тока стока и крутизны, полученные в [14]:

для  $p$ -канальных ПТ

$$\text{ТК } I_{Cp} = 0,0044/U_{з\text{и отс}} - 0,0079 + 0,0044 U_{з\text{и}}/U_{з\text{и отс}}^2 \times \\ \times (1 - U_{з\text{и}}/U_{з\text{и отс}}),$$

$$\text{ТК } S_p = 0,0022/U_{з\text{и отс}} - 0,0079 - 0,0022 U_{з\text{и}}/U_{з\text{и отс}}^2 \times \\ \times (1 - U_{з\text{и}}/U_{з\text{и отс}});$$

для  $n$ -канальных ПТ

$$\text{ТК } I_{Cn} = 0,0044/U_{з\text{и отс}} - 0,0051 + 0,0044 U_{з\text{и}}/U_{з\text{и отс}}^2 \times \\ \times (1 - U_{з\text{и}}/U_{з\text{и отс}}),$$

$$\text{ТК } S_n = 0,0022/U_{з\text{и отс}} - 0,0051 + 0,0022 U_{з\text{и}}/U_{з\text{и отс}}^2 \times \\ \times (1 - U_{з\text{и}}/U_{з\text{и отс}})$$

У МДП-транзисторов  $p$ — $n$ -переход подложка — канал оказывает меньшее управляющее действие на ток стока. Под действием температуры меняются напряжение затвор — исток, подвижность носителей в канале и концентрация носителей за счет ионизации поверхностных уровней. Эти явления обуславливают наличие точек температурной стабильности тока стока и крутизны.

Формулы для расчета температурных коэффициентов тока стока и крутизны получены в [14]:

$$\text{ТК } I_C = -(n/T) - 2 \gamma_i/(U_{з\text{и}} - U_{з\text{и пор}}),$$

$$\text{ТК } S = -(n/T) - \gamma_t/(U_{з\text{и}} - U_{з\text{и пор}}),$$

где  $\gamma_t = dU_{з\text{и пор}}/dt$  — температурный коэффициент порогового напряжения ( $1 \dots 10$  мВ/°С), положительный для  $p$ -канальных и от-

рицательный для  $n$ -канальных ПТ;  $n$  — коэффициент, зависящий от типа канала и свойств используемых материалов: диэлектрика и полупроводника ( $n=1,5 \dots 2,3$  для кремниевых ПТ). Температурные зависимости крутизны и тока стока для МДП-транзисторов типа КП305 приведены на рис. 1.6,а.

Напряжение затвор — исток, соответствующее точке температурной стабильности тока стока МДП-транзисторов в типовом режиме согласно [47]

$$U_{з\text{т}} = [U_{з\text{ипор}} + (0,8 \dots 2,4)] \text{ В.}$$

МДП-ПТ имеют крайне малые токи затвора, так как затвор отделен от канала слоем диэлектрика.

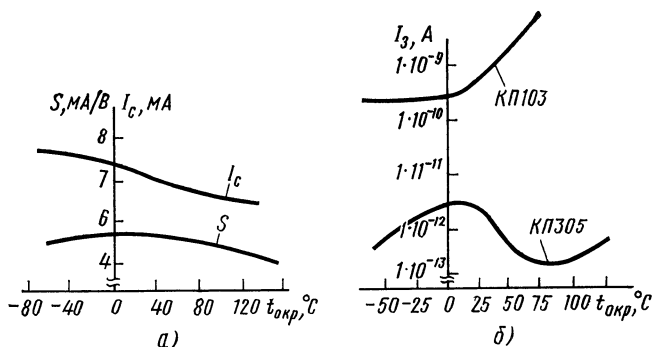


Рис. 1.6. Температурные характеристики ПТ:

а — зависимость тока стока и крутизны МДП-ПТ типа КП305; б — зависимости токов затвора для транзистора со структурой МДП (КП305) и с  $p$ - $n$ -переходом (КП103)

У ПТ с  $p$ - $n$ -переходом ток затвора растет по экспоненциальному закону с ростом температуры:

$$I_z = I_{z0} [\exp(q U_{зи}/KT) - 1], \quad (1.1)$$

где  $I_{z0}$  — паспортное значение тока затвора при нормальной температуре  $T=293$  К. Это приводит к существенному уменьшению входного сопротивления при повышении температуры.

При отрицательных температурах ток затвора очень мал и практически не меняется. Это объясняется наличием линейного сопротивления утечки между выводами прибора.

Следует также отметить, что, в отличие от биполярных транзисторов, ПТ сохраняет работоспособность при сверхнизких температурах. При этом улучшаются основные параметры: увеличиваются крутизна, уменьшаются токи затвора [32, 33]. Типовые зависимости токов затвора от температуры окружающей среды для ПТ с  $p$ - $n$ -переходом типа КП103 и МДП-ПТ типа КП305 приведены на рис. 1.6,б.

## 1.5. МОДЕЛИ И ПАРАМЕТРЫ ТРАНЗИСТОРОВ

Полевые транзисторы как и биполярные, по существу, являются приборами с распределенными параметрами (рис. 1.7). Аналогично можно представить модель с  $p-n$ -переходом или с барьером Шотки, исключив из схемы на рис. 1.7 элементы, обусловленные наличием подложки. Распределенное сопротивление канала возрастает в направлении контакта стока, а сам канал расположен между двумя распределенными емкостями, одна из которых образована каналом, обедненным слоем и подложкой, а другая — каналом, слоем окисла и контактом затвора. Изменение сопротивления канала на рис. 1.7 представлено генератором тока. Индуктивности  $L_{и}$ ,  $L_{з}$ ,  $L_{с}$ ,  $L_{п}$  являются индуктивностями выводов.

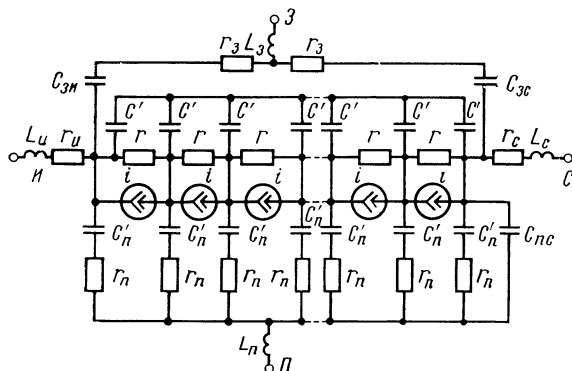


Рис. 1.7. Модель МДП-ПТ с распределенными постоянными

Сложность модели с распределенными параметрами затрудняет ее использование в инженерной практике. Многообразие типов и конструкций ПТ привело в последние годы к появлению более десяти упрощенных моделей с сосредоточенными параметрами, имеющих ограниченную точность и рекомендуемых авторами для использования в ограниченных диапазонах частот [5—10].

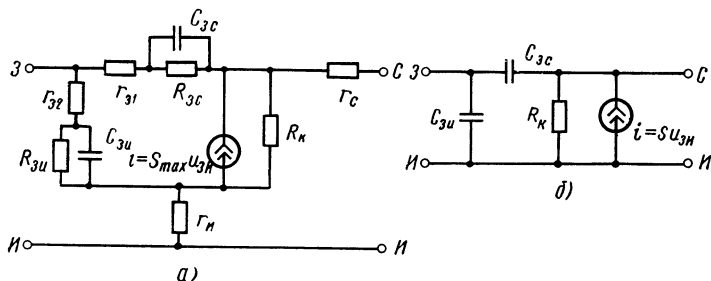


Рис. 1.8. Физические модели ПТ:

а — полная эквивалентная схема; б — упрощенная эквивалентная схема



Физическую структуру ПТ с  $p$ — $n$ -переходом удачно описывает эквивалентная схема на рис. 1.8,а. В схеме  $R_{зи}$  и  $R_{зс}$  — сопротивления закрытого (при работе ПТ в режиме усиления)  $p$ — $n$ -перехода. Сопротивления  $r_{з1}$  и  $r_{з2}$  отражают рост активной составляющей входной проводимости на высоких частотах и представляют собой омическое сопротивление контакта затвора;  $r_c$  и  $r_{и}$  — сопротивления между рабочей областью транзистора и вывода прибора. Наличие сопротивления  $r_{и}$  сильно сказывается на характеристиках прибора; уменьшается крутизна, сужается полоса рабочих частот, увеличивается напряжение насыщения и тепловые потери. Влияние сопротивления  $r_c$  проявляется в увеличении напряжения насыщения и тепловых потерь. Усилительные свойства прибора характеризуются наличием генератора тока  $i = S_{\max} U_{зи}$ . Крутизна  $S_{\max}$  выше реально измеренной  $S_0$  из-за наличия обратной связи через сопротивление  $r_{и}$ . Сопротивление  $R_k$  характеризует выходное сопротивление прибора.

В диапазоне звуковых и ультразвуковых частот широко используют эквивалентную схему ПТ, изображенную на рис. 1.8,б. Следует отметить, что аналогичную эквивалентную схему имеют электронные лампы. Используя эту схему, нетрудно отыскать  $Y$ -параметры. Для схемы с общим истоком характеристические уравнения имеют вид

$$i_3 = Y_{11 \text{ и }} u_{зи} + Y_{12 \text{ и }} u_{си}, \quad i_c = Y_{21 \text{ и }} u_{зи} + Y_{22 \text{ и }} u_{си}.$$

Решив уравнения и выразив параметры через параметры элементов с сосредоточенными параметрами, найдем

$$Y_{11 \text{ и }} = i_3 / u_{зи} = i \omega (C_{сз} + C_{зи}), \quad Y_{12 \text{ и }} = i_3 / u_{си} = -i \omega C_{сз}, \\ Y_{21 \text{ и }} = i_c / u_{зи} = S - i \omega C_{сз}, \quad Y_{22 \text{ и }} = i_c / u_{си} = 1/R_k + i \omega C_{сз}.$$

Сопротивление  $R_k$  определяется по выходным характеристикам прибора вблизи рабочей точки. Остальные элементы входят в состав паспортных данных ПТ. Помимо них в справочных данных приводятся следующие основные параметры ПТ в типовом режиме: ток стока  $I_c$ , крутизна  $S = di_c / du_{зи}$ , напряжение отсечки  $U_{зи \text{ отс }}$  и обратный ток затвора  $I_{з \text{ ут }}$  — ток утечки затвора. Первые три упомянутых параметра легко определяются по характеристике передачи ПТ или семейству стоковых характеристик.

Следует отметить, что в учебной литературе [47—49] встречаются противоречивые данные о динамическом сопротивлении  $R_k$  в области усиления. Согласно теории для идеального ПТ  $R_k = \infty$ . Однако у реальных ПТ напряжение сток — исток заметно влияет на ток стока, особенно при значительных токах стока. Таким образом, динамическое сопротивление при больших токах стока оказывается небольшим, а при малых токах стока резко возрастает. В частности, у маломощных ПТ с  $p$ — $n$ -переходом динамическое сопротивление при  $U_{си} = U_{зи \text{ отс }}$  и  $U_{зи} = 0$  всего 5—50 кОм, а при  $U_{зи} \rightarrow U_{зи \text{ отс }}$  превышает 1 МОм. Эту особенность необходимо учитывать при разработках электронной аппаратуры на ПТ.

Объяснение этого явления и его количественная оценка приведены в [14]. В этой работе рекомендуется для расчета динамического сопротивления ПТ в области усиления использовать выражение

$$R_K = \frac{R_{\text{кп}}}{(1 - U_{\text{зи}}/U_{\text{зи отс}})^2} = \frac{I_{\text{с0}}}{I_{\text{с}}} R_{\text{кп}},$$

где  $R_{\text{кп}}$  — динамическое сопротивление ПТ при  $U_{\text{си}} = U_{\text{зи отс}}$  и  $U_{\text{зи}} = 0$ .

В диапазоне радиочастот все составляющие параметров ПТ (в том числе активные) становятся частотнозависимыми. Высокочастотные модели ПТ с сосредоточенными параметрами рассматриваются в работах [8, 9]. Использование результатов указанных работ в инженерной практике затруднительно, а во многих случаях и невозможно. Это объясняется тем, что высокочастотные модели ПТ содержат элементы, не входящие в состав справочных данных ПТ. Особенно остро ощущается необходимость включения в паспортные данные ПТ значений немодулированного сопротивления истока в типовом режиме.

Для того чтобы найти выход из создавшегося положения, рекомендуется использовать универсальную модель, схема которой и отдельные элементы уточняются в результате измерений отдельных параметров. Такой метод решения задачи предложен Фишером [54]. Модель Фишера (рис. 1.9, а) является упрощенным вариантом модели с распределенными параметрами (см. рис. 1.7). Хотя она предложена для МДП-ПТ, однако нетрудно убедиться в том, что ее эквивалентная схема совпадает с высокочастотной схемой ПТ с  $p$ — $n$ -переходом, описанной в [9]. Это позволяет назвать ее универсальной.

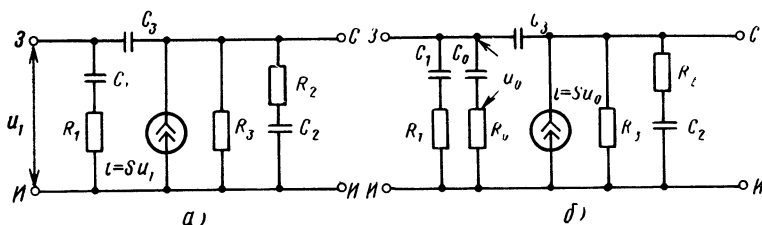


Рис. 1.9. Модели Фишера:  
а — упрощенная; б — модифицированная

Эквивалентную схему, приведенную на рис. 1.9, а, можно использовать в диапазоне частот от 0 до  $f_{\text{пред}}$ , где коэффициент усиления по мощности становится равным единице [54]. Для выявления возможности использования этой эквивалентной схемы достаточно измерить  $Y$ -параметры на одной сравнительно невысокой частоте (например,  $10^7$  Гц). Модель можно рекомендовать для использования, если окажется, что параметры  $Y_{12i}$  и  $Y_{21i}$  равны меж-

ду собой. Если указанные параметры отличаются друг от друга (это может иметь место в конструкциях ПТ, у которых модуляция тока определяется геометрически небольшой частью канала), то следует воспользоваться схемой на рис. 1.9,б. При использовании эквивалентной схемы на рис. 1.9,а основные элементы рассчитываются по формулам:

$$C_3 = -\frac{Y_{12} i}{\omega} = -\frac{Y_{21} i}{\omega}, \quad C_1 = \frac{Y_{11} i}{\omega} - C_3,$$

$$C_2 = \frac{Y_{22} i}{\omega} - C_3,$$

$$R_3 = \left( \frac{1}{Y_{22} r} \right)_{\omega=0}, \quad R_1 = \frac{Y_{11} r}{(\omega C_1)^2}, \quad R_2 = \frac{Y_{22} - 1/R_3}{(\omega C_1)^2},$$

$$R_2 = \frac{Y_{22} - 1/R_3}{(\omega C_2)^2}.$$

На основании полученных данных производят расчет  $Y$ -параметров в зависимости от частоты. Если выполняются условия  $\omega \ll 1/R_1 C_1$  и  $\omega \ll 1/R_2 C_2$ , то  $Y$ -параметры определяются формулами:

$$Y_{11 \text{ и}} = (\omega C_1)^2 R_1 + i \omega (C_1 + C_3),$$

$$Y_{12 \text{ и}} = -i \omega C_3, \quad Y_{21 \text{ и}} = S - i \omega C_3,$$

$$Y_{22 \text{ и}} = 1/R_3 + (\omega C_2)^2 R_2 + i \omega (C_2 + C_3).$$

При использовании эквивалентной схемы на рис. 1.9,б производят расчет элементов  $C_3$  и  $R_0 C_0$ :

$$C_3 = -(Y_{12 i}/\omega), \quad R_0 C_0 = [-(Y_{21 i}/\omega) - C_3]/Y_{21 r}.$$

Зависимость  $Y_{21 \text{ и}}$  от частоты рассчитывают следующим образом:

$$Y_{21 \text{ и}} = \frac{S_{\max}}{1 + (\omega C_0 R_0)^2} - i \omega \left[ C_3 \frac{C_0 R_0 S_{\max}}{1 + (\omega C_0 R_0)^2} \right].$$

Остальные элементы схемы и  $Y$ -параметры аналогичны приведенным для схемы на рис. 1.9,а.

Результаты экспериментальных исследований четырех типов ПТ, имеющих разные конструкции, подтвердили пригодность полученных формул для использования в инженерной практике [54].

## 1.6. ОСОБЕННОСТИ ТЕХНОЛОГИИ ПРОИЗВОДСТВА ТРАНЗИСТОРОВ

Полевые транзисторы изготавливают по планарной технологии. В настоящее время при производстве ПТ с  $p$ - $n$ -переходом используют два метода изготовления канала: метод эпитаксиального наращивания и метод двойной диффузии.

При использовании первого метода на поверхности подложки наращивается эпитаксиальный слой, имеющий тип проводимости, противоположный проводимости канала. Затвор транзистора прикрывает канал сверху. Его формируют или наращиванием нового эпитаксиального слоя, или диффузией примесей. Обычно концентрация примесей в затворе значительно превышает концентрацию примесей в канале. Поэтому при подаче запирающего напряжения на  $p$ — $n$ -переход слой объемного заряда почти полностью распространяется в область канала. В некоторых конструкциях ПТ подложка электрически соединена с затвором. К планарно-эпитаксиальным ПТ с диффузионным затвором относятся транзисторы типов КП303, КП307 и др.

При изготовлении транзисторов методом двойной диффузии, как и при эпитаксиальном наращивании, в качестве подложки используют слабо легированную полупроводниковую пластину. В подложку проводят две последовательные диффузии. При первой диффузии формируется канал. Если используется подложка с проводимостью  $n$ -типа, то при формировании канала в нее вводится акцепторная примесь и канал обладает проводимостью  $p$ -типа. При второй диффузии, которая проводится на меньшую глубину, чем первая, вводится примесь со свойствами, противоположными свойствам вносимой при формировании канала.

В приведенном примере вводят донорную примесь высокой концентрации и получают затвор  $n$ -типа. Область затвора специально легируют сильнее, чем область канала, для того, чтобы при подаче запирающего напряжения на  $p$ — $n$ -переход слой объемного заряда распространялся в область канала и эффективно управлял его проводимостью. К ПТ, изготовленным методом двойной диффузии, относятся транзисторы типов КП103, КП201 и др. (рис. 1.2).

В предельном случае затвор должен представлять бесконечно тонкий сильно легированный слой. Однако такой слой сложно сохранить при создании металлических электродов. Решение этой проблемы было найдено в использовании в качестве затвора самого металлического электрода. Такой прибор был назван ПТ с барьером Шотки. Использование барьера Шотки вместо  $p$ — $n$ -перехода позволило резко уменьшить размеры прибора и добиться хороших частотных свойств.

При производстве МДП-ПТ также используется полупроводниковая подложка. Наиболее широко применяется кремниевая подложка. После окисления на поверхности подложки образуется тонкий слой диэлектрика из двуокиси кремния  $\text{SiO}_2$ . Через окна в диэлектрике методом диффузии в подложке создают две сильно легированные области с проводимостью, обратной проводимости подложки. Одна из этих диффузионных областей используется в качестве истока, другая — стока. Металлический слой над слоем диэлектрика, прикрывающий пластину полупроводника между истоком и стоком, служит затвором.

Если в качестве подложки используется кремний  $p$ -типа, то ее приповерхностный слой между истоком и стоком обогащается электронами. Таким образом образуется встроенный канал с проводимостью  $n$ -типа (рис. 1.2,б).

Если в качестве подложки использовать кремний  $n$ -типа, то ее приповерхностный слой также обогащается электронами. Для того чтобы между электродами истока и стока протекал заметный ток, нужно создать канал  $p$ -типа. Такой канал можно индуцировать в приповерхностном слое изменением заряда на поверхности подложки. На этом принципе работают МДП-ПТ с индуцированным каналом (рис. 1.2,в).

В отличие от МДП-ПТ существуют транзисторы, которые создаются на диэлектрических подложках — пленочные ПТ. В процессе производства пленочного ПТ полупроводниковый материал, так же как и металл электродов и изолирующий материал, селективно осаждается на подложку. При этом используется техника вакуумного осаждения тонких пленок, открывающая возможности для дешевого автоматизированного производства приборов и ИС. Важным достоинством пленочных ИС является полная электрическая изоляция отдельных элементов.

Однако тонкопленочные ПТ и ИС с тонкопленочными ПТ до настоящего времени не получили широкого применения. Это объясняется тем, что до сих пор не решена проблема получения приемлемого выхода тонкопленочных ПТ со стабильными характеристиками.

Для обеспечения высокой крутизны и хороших частотных свойств разработаны различные варианты многоканальных ПТ. Эти транзисторы состоят из большого числа одноканальных ПТ, соединенных параллельно. При их изготовлении стараются обеспечить максимальное отношение крутизны к току стока, уменьшить междueleктродные емкости и получить высокое выходное сопротивление в области усиления.

Для изготовления ПТ пригодно значительно большее количество полупроводниковых материалов, чем для изготовления биполярных. Это объясняется тем, что у ПТ нет ограничений, связанных со временем жизни неосновных носителей.

Стоимость ПТ и ИС с ПТ уменьшается по мере совершенствования технологии (что обеспечивает увеличение процента выхода годных приборов) и увеличения объема их производства. Ожидается снижение стоимости ПТ до уровня стоимости кремниевых биполярных транзисторов. С экономической точки зрения перспективна разработка БИС, позволяющая получить очень низкую удельную стоимость элементов схемы. Стоимость одного ПТ БИС уже в настоящее время оказывается меньше стоимости дискретных кремниевых биполярных транзисторов.

## 1.7. ПЕРСПЕКТИВЫ ПРОИЗВОДСТВА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ И ИЗДЕЛИЙ НА ИХ ОСНОВЕ

Основное направление современной электроники — разработка компонентов и изделий с улучшенными технико-экономическими характеристиками. Ведется разработка больших и сверхбольших ИС, мощных ВЧ и СВЧ МДП-транзисторов, малощумящих ПТ с барьером Шотки. Как правило, приборы и ИС реализуются на основе кремния и арсенида галлия. Ниже излагаются основные тенденции развития ПТ и изделий на их основе, представленные в обзорных работах [18—22].

Восьмидесятые годы нашего столетия характеризуются резким ростом производства мощных МДП-ПТ. Если в 1979 г. объем производства мощных МДП-ПТ составил примерно 5% от объема мощных биполярных, то в 1982 г. этот объем составил 25%, а в 1985 г. заметно превысит объем биполярных транзисторов. Это объясняется улучшением технологии вертикальных МДП структур с двойной диффузией (Д-МДП-технология) и двойной имплантацией. Напряжение сток — исток мощных МДП-транзисторов может достигать 400 В, минимальное сопротивление канала 0,01 Ом, диапазон токов 1 ... 15 А. Ведутся

разработки приборов на напряжения до 1500 В. Хорошие высокочастотные свойства, равномерное распределение тока при параллельном соединении элементарных ячеек обеспечивают широкое применение мощных МДП-транзисторов.

Планируются работы по увеличению ширины и уменьшению длины канала, увеличению пробивного напряжения и повышению надежности мощных транзисторов. В настоящее время наметилась тенденция к изготовлению мощных транзисторных усилителей в интегральном исполнении.

Только переход к МДП-технологии позволит обеспечить максимально высокую степень интеграции. Например, в 1981 г. Объединенной лабораторией по СБИС (Япония) созданы экспериментальные постоянные запоминающие устройства емкостью 1 Мбит с ячейкой, имеющей площадь всего 52 мкм<sup>2</sup>.

В последние годы быстро развивается арсенид-галлиевая технология. Дисcrete арсенид-галлиевые приборы и ИС малой и средней степени интеграции производятся уже более десяти лет, однако технология их изготовления была несовершенной. Трудности усугублялись тем, что арсенид галлия не образует, как кремний, собственного окисла, легко разлагается при термообработке, содержит много структурных дефектов и не позволяет осуществлять привычные операции легирования с помощью диффузии. Поэтому в основном разрабатывались ПТ с барьером Шотки, имеющие мезаструктуру. При этом вместо диффузии использовали эпитаксию. Однако для создания ИС высокой степени интеграции мезатеchnология была мало пригодна. Сдвиг наметился после разработки фирмой Rockwell Int (США) технологии планарных логических ИС на ПТ с барьером Шотки и на диодах Шотки.

В новой технологии применены самые современные методы: электронно-лучевое и магнетронное напыление металлов, проекционная фотолитография с четырехкратным уменьшением изображения, реактивное ионное, плазмохимическое и ионное травление.

Применение арсенида галлия вместо кремния позволяет повысить быстродействие (созданы транзисторы на частоту 30 ГГц, планируется разработка БШ-ПТ на частоту 100 ГГц), расширить интервал рабочих температур (до 350°С), дает возможность совмещения на одном кристалле обычных и оптоэлектронных устройств.

По оценке специалистов фирмы Hewlett — Packard (США) цифровые СВЧ устройства на основе арсенида галлия позволяют получить скорость передачи данных порядка нескольких гигабит в секунду.

В настоящее время созданы цифровые устройства средней степени интеграции, обеспечивающие надежную работу на частотах до 4 ГГц. Примером является делитель частоты, содержащий 20 ПТ с затвором на основе барьера Шотки (длина канала 1 мкм) и 12 диодов Шотки, соединенных друг с другом вторым слоем металлизации.

Для большинства цифровых систем требуются устройства, выполняющие более сложные функции, поэтому в настоящее время основные усилия специалистов сосредоточены не на увеличении быстродействия, а на повышении степени интеграции. Трудности создания цифровых устройств с высоким уровнем интеграции обусловлены низким процентом выхода годных при обработке кристаллов арсенида галлия и высокой мощностью (40 мВт), потребляемой логическим вентилем. Тем не менее в настоящее время созданы схемы с шириной токопроводящих дорожек 1 мкм, что дало возможность изготовить кристаллы арсе-

нида галлия, содержащие более 100 логических вентилях, которые выполнены на 500 ПТ.

Благодаря применению ионного внедрения удалось существенно снизить напряжение запирапия и уменьшить мощность, потребляемую логическим вентилях (<2 мВт). Вентили с малой потребляемой мощностью имеют высокое быстродействие (время задержки распространения сигнала 100 пс) и достаточно низкий уровень шумов. В будущем на их основе предполагается создать сложные цифровые устройства с быстродействием несколько гигабит в секунду.

В ближайшие 5—10 лет планируется разработка цифровых БИС на ПТ из арсенида галлия, содержащих более 1000 вентилях. Для этого необходимо усовершенствовать технологию выращивания полупроводникового материала для подложек ИС и повысить процент выхода годных при изготовлении схем с субмикронной геометрией. Предполагается, что будущие БИС на ПТ с затвором на основе барьера Шотки обеспечат быстродействие до 5 Гбит/с.

Среди логических схем на основе арсенида галлия наибольшее быстродействие имеют схемы, в которых используются приборы на основе эффекта Ганна. Они могут обеспечивать скорость передачи данных до 15 Гбит/с. Однако из-за необходимости регулировки напряжения смещения по отношению к пороговому напряжению эти схемы имеют низкий уровень интеграции. В будущем предполагается использовать метод селективного ионного внедрения для объединения на одном кристалле приборов, основанных на эффекте Ганна, и ПТ с затвором на основе барьера Шотки.

Первым шагом на пути создания аналоговых СВЧ устройств на основе арсенида галлия является разработка отдельных блоков (цифро-аналоговых преобразователей, компараторов напряжения, схем квантования и запоминания, операционных усилителей) с точными и стабильными параметрами. Созданная в последнее время однозарядная ячейка аналого-цифрового преобразователя с частотой выборки дискретных данных до 8 ГГц состоит из 5 активных приборов. Дискретное представление непрерывного сигнала и квантование выполняются с помощью приборов на эффекте Ганна с двумя управляющими затворами; сигнал управления генерируется полевыми транзисторами. В ближайшие пять лет ожидается разработка восьмизарядных аналого-цифровых преобразователей с частотой выборки 0,5—1,0 ГГц.

## 1.8. ВЫБОР ПЕРСПЕКТИВНЫХ ТИПОВ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ И ИЗДЕЛИЙ НА ИХ ОСНОВЕ

Вопросы выбора перспективных технических решений возникают как на этапе разработки электронных компонентов [55], так и на этапах их использования в функциональных узлах [56] в аппаратуре [57] и системах [58]. Сравнительная оценка известных критериев оценки эффективности проектируемой аппаратуры приведена в [57].

Электронная промышленность освоила широкую номенклатуру полупроводниковых приборов и ИС, что создало проблему, именуемую «тиранией количеств». В настоящее время у разработчиков электронной аппаратуры имеется много альтернативных вариантов. Выбор оптимального варианта возможен лишь при решении

многокритериальных задач, связанных с анализом огромных массивов справочной литературы.

Поэтому актуальной задачей является разработка автоматизированных систем анализа известных и выбора перспективных типов компонентов и технических решений с помощью ЭВМ. При создании автоматизированных систем решаются следующие задачи:

создание банка данных о компонентах и технических решениях по основным классам применения;

оценка значимости каждого параметра компонента и показателя технических решений;

выбор критериев оценки перспективности компонентов и технического решения;

разработка алгоритма и составления программ поиска перспективных компонентов и технических решений;

вывод на печать ранжированного ряда перспективных компонентов и технических решений.

Рассмотрим методику выбора перспективных типов компонентов и технических решений с помощью ЭВМ при разработках электронной аппаратуры с ПТ. Важной и трудоемкой задачей является создание банка данных по основным классам применения ПТ, который представляет собой информационный массив, содержащий набор данных о типах ПТ и вариантах технического решения, а также данные о совокупности параметров, характеризующих ПТ и каждое техническое решение с ПТ.

Параметры ПТ и показатели технических решений выбираются из справочной литературы. При отсутствии значений отдельных параметров ПТ и показателей технических решений в справочной литературе массив получается неполным. Для работы на ЭВМ в таком массиве свободные места приходится заполнить условными знаками. Если известна неполная совокупность параметров и показателей, решение задачи по выбору оптимального варианта является приближенным. Точность такого решения тем выше, чем меньше неизвестных параметров и показателей технического решения.

Учет количества неизвестных параметров и показателей  $m_{nj}$  по сравнению с общим числом параметров и показателей  $m$ , характеризующих каждый тип ПТ и технические решения на их основе, производится с помощью коэффициента неопределенности:

$$K_{nj} = m_{nj}/m. \quad (1.2)$$

Каждый тип ПТ и технические решения на их основе характеризуются совокупностью электрических, конструктивных, экономических и других параметров и показателей. Требуется определить значимость отдельных параметров и показателей в зависимости от области применения ПТ и изделий на их основе. Для этого можно использовать метод априорного ранжирования [59], основанный на опросе высококвалифицированных специалистов (экспертов) в данной области. Экспертам ставится задача расположить параметры компонентов и изделий в порядке убывания их значимости (ве-



сомости). В тех случаях, когда эксперт считает значимость двух или более параметров и показателей одинаковой, то им присваиваются одинаковые номера. В зависимости от занимаемого номера (ранга) параметру и показателю присваивается определенный весовой коэффициент. Затем данные опроса экспертов приводятся к нормированным значениям весовых коэффициентов, где за максимально возможный коэффициент принята единица.

Для решения задачи автоматизированного выбора оптимального типа ПТ и технического решения, отвечающих заданным техническим требованиям, необходимо разработать критерии оценки качества каждого варианта в зависимости от области применения изделий.

Для выработки единой системы оценки качества ПТ и технических решений с ПТ по отдельным параметрам и показателям предлагаются две формулы.

Для параметров и показателей, максимальные значения которых должны соответствовать максимальным значениям коэффициентов качества, используется формула

$$a_{ij} = X_{ij} / X_{i \max}, \quad (1.3)$$

где  $i$  — номер учитываемого параметра или показателя;  $j$  — номер исследуемого варианта;  $X_{ij}$  — значение  $i$ -го параметра  $j$ -го варианта изделия;  $X_{i \max}$  — максимальное значение  $i$ -го параметра или показателя среди всех сравниваемых вариантов.

Для параметров и показателей, минимальные значения которых должны соответствовать максимальным значениям коэффициентов качества, используется формула

$$a_{ij} = (X_{i \max} - X_{ij} + X_{i \min}) / X_{i \max}. \quad (1.4)$$

Для определения качества каждого варианта с учетом значимости отдельных параметров и показателей вводится абсолютный коэффициент качества, который вычисляется как сумма произведений весовых коэффициентов значимости на коэффициенты качества по отдельным параметрам:

$$K_{aj} = \sum_{i=1}^m K_{vi} a_{ij}. \quad (1.5)$$

Для оценки качества ПТ и технических решений с ПТ по совокупности параметров и показателей вычисляется нормированный коэффициент качества:

$$K_{нкj} = \frac{\sum_{i=1}^m K_{vi} a_{ij}}{m}. \quad (1.6)$$

Для определения степени приближения параметров ПТ и показателей технических решений с ПТ к оптимальному варианту вводится коэффициент идеальности:

$$K_{ij} = \left( \sum_{i=1}^m a_{ij} \right) / m. \quad (1.7)$$

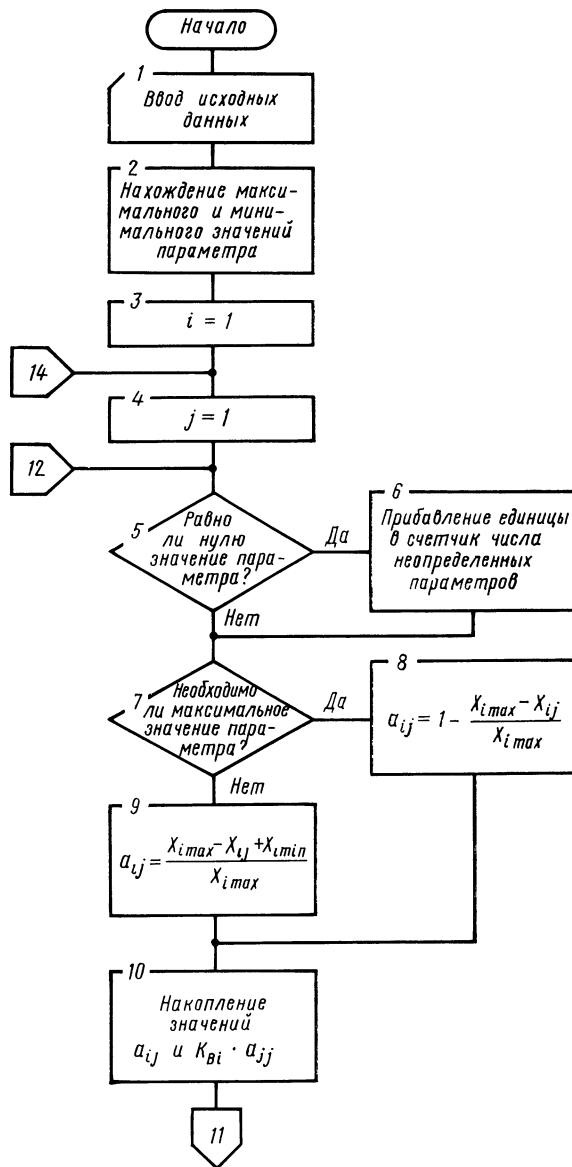
Здесь под «идеальным» подразумевается ПТ или техническое решение с ПТ, превосходящее сравниваемые по всем параметрам и показателям. На основании изложенных критериев оценок качества разработан алгоритм выбора оптимальных технических решений, обобщенная схема которого приведена на рис. 1.10.

В блоке 1 производится ввод исходных данных. Здесь содержится информация о всех вариантах ПТ и технических решений ( $n$ ), их параметрах и показателях ( $m$  — число параметров,  $x_{ij}$  — значение каждого параметра или показателя), а также обобщенные данные экспертов о весовых коэффициентах значимости параметров и показателей ( $K_{vi}$ ). Нахождение максимального значения параметра или показателя ( $X_{i \max}$ ) производится в блоке 2. Блоки 3—14 организуют циклический процесс. Здесь, в блоке 5, проверяется значение параметра или показателя, если оно не определено, то в счетчик числа неопределенных параметров прибавляется единица, в противном случае происходит переход к блоку 7, который определяет, по какой из двух формул (1.3) или (1.4), производить вычисление коэффициентов качества по каждому параметру или показателю для всех вариантов (блоки 8 и 9). В блоке 10 производится накопление значений коэффициентов качества по каждому варианту и вычисление абсолютного коэффициента качества ( $K_a$ ). Если произведены расчеты коэффициентов качества и абсолютных коэффициентов качества всех анализируемых вариантов ( $j=n$ ) по всем параметрам и показателям ( $i=m$ ), то управление передается блоку 15. Здесь производится вычисление нормированных коэффициентов качества ( $K_{nj}$ ), коэффициентов идеальности ( $K_{ij}$ ) и коэффициентов неопределенности ( $K_{nij}$ ) по формулам (1.6), (1.7), (1.2) соответственно. В блоке 16 производится размещение анализируемых вариантов в порядке убывания численных значений абсолютных коэффициентов качества. Последний блок 17 используется для вывода на печать ранжированного ряда ПТ или технических решений с ПТ.

Рассмотрим пример использования описанного алгоритма при выборе перспективных типов ПТ для авторегуляторов уровня сигналов звукового вещания. Анализировались 90 типов ПТ, каждый из которых характеризовался 17 параметрами и показателями. Обобщенные данные экспертов о весовых коэффициентах значимости отдельных параметров и показателей с учетом области применения ПТ приведены в табл. 1.4.

Т а б л и ц а 1.4

Параметр ПТ	$I_{C1}$	$I_{C2}$	$I_3$	$S_1$	$S_2$	$U_{01}$	$U_{02}$	$K_{m1}$	$K_{m2}$	$C_{11n}$	$C_{12n}$	$U_{C3}$	$U_{Cn}$	$P_0$	Структура	Тип канала	Цена
Весовой коэффициент	0,3	0,3	0,3	0,9	0,9	0,9	0,9	0,5	0,5	0,8	0,8	0,1	0,1	0,2	0,3	0,3	1,0



В соответствии с рассмотренным алгоритмом была составлена программа на языке ФОРТРАН-IV и произведен выбор перспективных типов ПТ с помощью ЭВМ ЕС-1022. В результате получен ранжированный ряд ПТ для авторегуляторов уровня сигналов звукового вещания. Данные о 10 типах ПТ, имеющих наиболее высокие показатели качества, приведены в табл. 1.5. Анализ этих

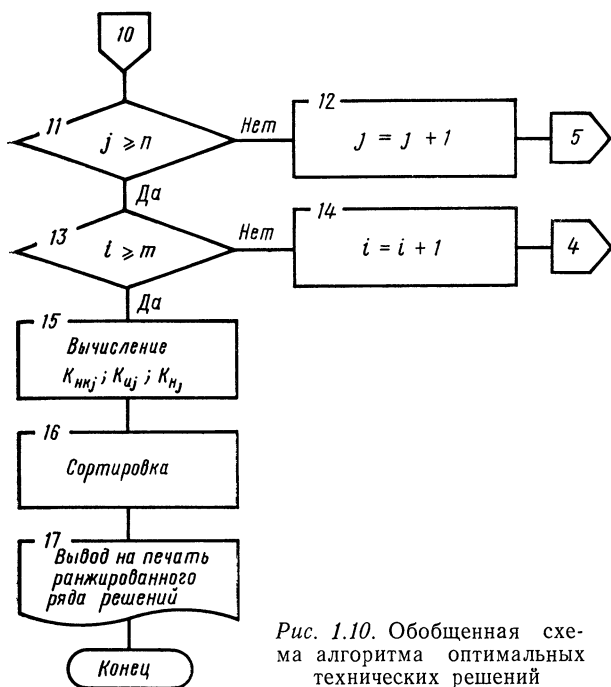


Рис. 1.10. Обобщенная схема алгоритма оптимальных технических решений

данных показывает очевидные преимущества ПТ типа КП312А по всем показателям качества. Это позволяет сделать вывод о перспективности использования ПТ типа КП312А в авторегуляторах уровня сигналов звукового вещания, что подтверждает и практика.

Таким образом, применение ЭВМ позволяет решить задачу автоматизированного выбора перспективных типов ПТ и технических решений на их основе. Представляется целесообразным внедрение автоматизированных систем выбора типов компонентов и тех-

Таблица 15

Тип транзисторов	$K_{aj}$	$K_{ннj}$	$K_{пj}$	$K_{иj}$
КП312А	4,922	0,290	0,520	0,0
КП305Д	4,656	0,274	0,458	0,059
КП305Ж	4,656	0,274	0,468	0,059
КП306В	4,634	0,273	0,464	0,118
КП312Б	4,477	0,263	0,483	0,0
КП103М	4,411	0,259	0,447	0,0
КП305Б	4,375	0,257	0,446	0,0
КП301В	4,350	0,256	0,428	0,0
КП301Г	4,349	0,256	0,428	0,0
КП301Б	4,346	0,256	0,428	0,0

нических решений в инженерную практику. Для объективной оценки показателей качества и, следовательно, точного выбора оптимального варианта в справочных данных на отдельные изделия каждого класса должны приводиться единые наборы основных параметров с полной расшифровкой их значений.

### 1.9. ВЕРОЯТНОСТНЫЙ РАСЧЕТ ХАРАКТЕРИСТИК УСТРОЙСТВ С ПОЛЕВЫМИ ТРАНЗИСТОРАМИ МЕТОДОМ МОНТЕ-КАРЛО

При расчетах элементов схем и характеристик электронных устройств с ПТ могут ставиться задачи различной степени трудности. Часто для решения задач требуется большой объем однообразных и громоздких вычислений. Возникает необходимость в использовании ЭВМ.

Применение ЭВМ при расчетах электронных устройств с ПТ оправдано в следующих случаях:

- при необходимости оценки свойств разрабатываемой аппаратуры на этапе проектирования;

- при решении задач по выбору оптимальной элементной базы;

- при расчете характеристик схем, описываемых сложными аналитическими выражениями;

- при оптимизации параметров схемы (реализации максимально-го динамического диапазона при заданных нелинейных искажениях, определении максимальной допустимой амплитуды сигнала на входе и т. п.);

- при решении задач по рациональному выбору схем электронного устройства для удовлетворения требований технического задания;

- при расчете электронных устройств со специальными характеристиками;

- при исследовании влияния разброса значений и старения отдельных элементов схемы на результирующие характеристики;

- при исследовании влияния дестабилизирующих факторов на показатели и характеристики электронных устройств.

Компоненты электронных устройств имеют определенный разброс параметров и подвержены влиянию дестабилизирующих факторов. Устройства, схемы которых рассчитываются обычными методами, требуют подбора элементов для получения заданных показателей работы. Влияние разброса параметров элементов схемы позволяет оценить метод Монте-Карло. Сущность данного метода заключается в многократном последовательном повторении полного анализа схемы при задании случайных значений параметров элементов в соответствии с выбранными для них статистическими характеристиками. Точность данного метода возрастает с увеличением числа испытаний  $n$ .

Необходимое число испытаний можно определить по формуле

$$n = 4p(1-p)/\delta^2,$$

где  $\delta$  — допустимая погрешность расчета;  $p$  — вероятность получения правильного решения.

При инженерных расчетах достаточно провести сто испытаний, чтобы обеспечить приемлемую точность расчета. Увеличение числа испытаний повышает точность расчетов, однако требует большого машинного времени.

Рассмотрим обобщенный алгоритм программы. При разработке электронных устройств с ПТ производят расчет основных характеристик: амплитудной, переходной, амплитудно-частотной и фазо-частотной и др. Разработчиков аппаратуры интересует ход усредненных характеристик. Однако большую практическую ценность имеет расчет зоны возможных отклонений расчетных характеристик от усредненных с учетом разброса значений параметров используемых элементов, влияния температуры, напряжения источников питания, старения элементов и т. п. Такая возможность ре-

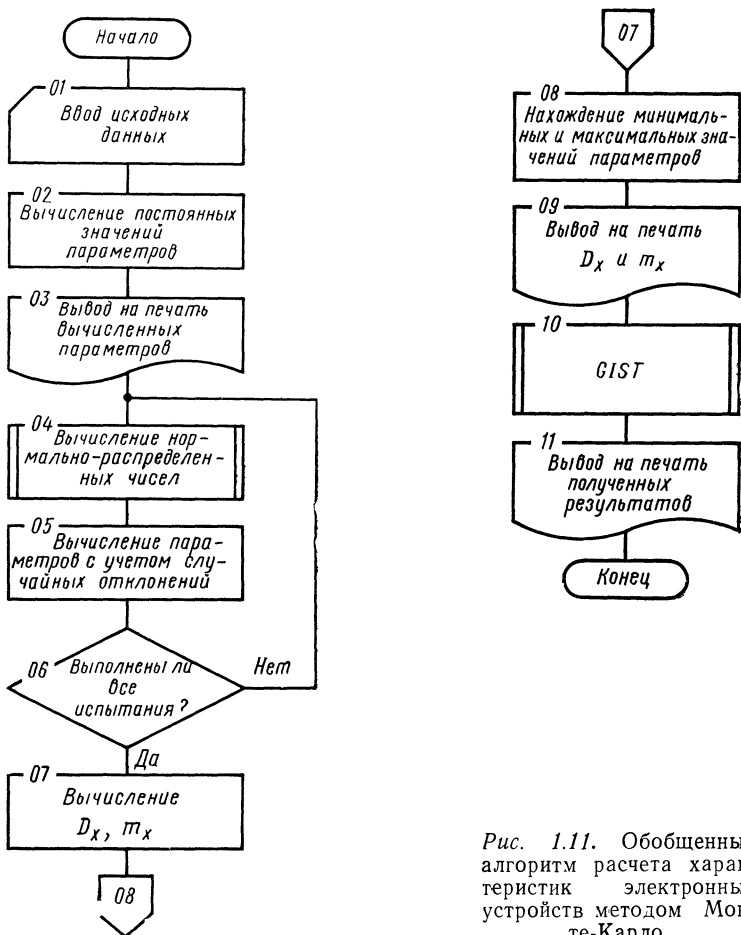


Рис. 1.11. Обобщенный алгоритм расчета характеристик электронных устройств методом Монте-Карло

ализуется при вероятностном расчете характеристик методом Монте-Карло.

Схема обобщенного алгоритма расчета характеристик электронных устройств методом Монте-Карло с помощью ЭВМ приведена на рис. 1.11.

Оператор 01 производит ввод исходных данных. В операторе 02 вычисляются значения постоянных параметров электронного устройства. Оператор 03 производит вывод этих параметров на алфавитно-цифровое печатающее устройство (АЦПУ).

Для обеспечения высокой точности расчетов необходимо знать законы распределения параметров каждого используемого элемента. Параметры элементов зависят от многих факторов: неоднородности исходных материалов, несовершенства технологии изготовления, влияния окружающей среды и т. д. При разработке серийной аппаратуры не допускается индивидуальный отбор элементов. С учетом этого, можно считать, что параметры элементов являются нормальными случайными величинами.

Для нахождения случайных значений параметров элементов необходимо иметь генератор нормально распределенных чисел. Вычисление нормально распределенных чисел  $X_i$  производит оператор 04.

Оператор 05 производит вычисление характеристик с учетом случайных отклонений параметров элементов.

Число циклов расчета должно быть равно задаваемому числу испытаний  $n$ . Это обеспечивается с помощью оператора 06, который проверяет соответствие между задаваемым числом испытаний  $n$  и текущим значением  $n_i$ . Если между ними нет соответствия, то производится повторное обращение к блоку 4 для определения очередных случайных чисел и цикл расчета повторяется.

При достижении соответствия между заданным числом испытаний и текущим значением управление передается оператору 07, который вычисляет математическое ожидание и дисперсию:

$$m_x = \frac{\sum_{i=1}^n X_i}{n}; \quad D_x = \frac{\sum_{i=1}^n (X_i - m_x)^2}{n-1},$$

$X_i$  — случайное число.

Оператор 08 находит максимальные и минимальные значения вычисленных величин. Оператор 09 производит вывод на АЦПУ значений математического ожидания и дисперсии рассчитанных текущих значений характеристик.

В программе также предусмотрена возможность расчетов, необходимых для построения гистограмм распределения текущих значений характеристик. С этой целью используется подпрограмма GIST, вызываемая оператором 10. Алгоритм данной подпрограммы заключается в следующем: выбирается число шагов гистограммы, вычисляются интервал и шаг гистограммы. Производятся перебор и подсчет элементов массива для каждого шага гистограммы и вы-

вод на АЦПУ минимальных и максимальных значений интервала гистограммы.

Оператор 11 производит вывод на АЦПУ результатов вычислений.

Примеры применения предложенного алгоритма для расчета амплитудных характеристик сжимателя, расширителя и компан-дерной системы с ПТ рассмотрены в [61—63].

## Глава 2

# ТЕОРИЯ И ПРИМЕНЕНИЕ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ КАК ЭЛЕМЕНТОВ С РЕГУЛИРУЕМЫМ КОЭФФИЦИЕНТОМ ПЕРЕДАЧИ

## 2.1. ОСНОВЫ ТЕОРИИ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ КАК РЕГУЛИРУЕМЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

### МЕТОДЫ РЕГУЛИРОВКИ КОЭФФИЦИЕНТА ПЕРЕДАЧИ УСТРОЙСТВ С ПОМОЩЬЮ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Регулировку коэффициента передачи устройств можно осуществлять изменением напряжения смещения ПТ усилительного каскада (рис. 2.1). При этом в качестве регулируемого параметра используется крутизна ПТ в области усиления. Регулировка сопровождается изменением выходного сопротивления ПТ, что при высокоомной нагрузке каскада может привести к снижению глубины регулирования. В некоторых случаях в качестве регулируемого параметра можно использовать входное сопротивление ПТ с  $p$ - $n$ -

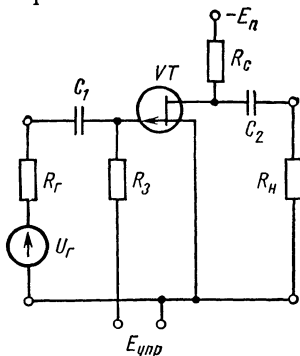


Рис. 2.1. Регулятор коэффициента передачи изменением крутизны ПТ

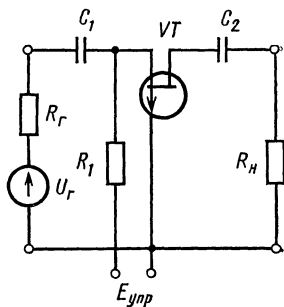


Рис. 2.2. Регулятор коэффициента передачи изменением проводимости ПТ



переходом. С этой целью к ПТ прикладывают отпирающее напряжение смещения, превышающее контактную разность потенциалов  $U_{\kappa}$ . Регулировка осуществляется как за счет образовавшегося аттенюатора  $R_{\Gamma}$ ,  $R_{\text{вх}}$ , так и за счет изменения крутизны.

В отличие от электронных ламп коэффициент передачи ПТ можно изменить без подачи постоянного напряжения на выходные электроды. В этом случае ПТ используют в качестве управляемого сопротивления, как показано на рис. 2.2. При изменении регулирующего напряжения  $U_{\text{рег}}$  меняется выходная проводимость ПТ, а следовательно, и коэффициент передачи аттенюатора, образованного каналом транзистора и сопротивлением нагрузки  $R_{\text{н}}$ . Хорошая развязка цепи сигнала от цепи управления и отсутствие постоянной составляющей тока стока делают регуляторы такого типа весьма перспективными, особенно в случаях, когда спектры регулируемых и регулирующих сигналов перекрываются.

При подаче на вход транзистора напряжения управления, смещающего  $p$ — $n$ -переход ПТ в прямом направлении, входная проводимость последнего резко растет. Это явление также можно использовать для регулировки коэффициента передачи устройств.

#### РЕГУЛИРОВКА КОЭФФИЦИЕНТА ПЕРЕДАЧИ ИЗМЕНЕНИЕМ КРУТИЗНЫ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ В ОБЛАСТИ УСИЛЕНИЯ

В области усиления статические характеристики идеального (имеющего квадратичную характеристику передачи) ПТ любого типа и структуры описываются уравнением

$$I_{\text{с}} = \beta (U_0 - U_{\text{зи}})^2 / 2, \quad (2.1)$$

где  $U_0$  — напряжение запираания ПТ (близко к  $U_{\text{зиотс}}$  и  $U_{\text{зипор}}$ );  $\beta$  — постоянный коэффициент, зависящий от конструкции транзистора и свойств материала, из которого он изготовлен;  $\beta$  можно выразить через параметры ПТ: например, для ПТ с  $p$ — $n$ -переходом и МДП-транзисторов со встроенным каналом

$$\beta = 2 I_{\text{с0}} / U_0^2, \quad (2.2)$$

где  $I_{\text{с0}}$  — ток насыщения стока при  $U_{\text{зи}} = 0$ .

Для ПТ с индуцированным каналом

$$\beta = 2 I_{\text{с}} / (U_0 - U_{\text{зи}})^2,$$

где  $I_{\text{с}}$  — ток насыщения стока, измеренный при входном напряжении  $U_{\text{зи}} = 2U_0$ .

Дифференцируя (2.1), находим, что крутизна характеристики тока стока по напряжению на затворе у идеального ПТ является линейной функцией напряжения  $U_{\text{зи}}$ :

$$S = \beta (U_0 - U_{\text{зи}}). \quad (2.3)$$

Для ПТ, имеющих характеристики, близкие к идеализированной, нетрудно вывести аналитические выражения для расчета не-

линейных искажений. Пусть на вход ПТ апериодического усилителя подается сигнал

$$U_{зи} = U_{з0} + U_r \sin \Omega t, \quad (2.4)$$

где  $U_{з0}$  — напряжение смещения.

Подставляя выражение (2.4) в (2.1), определяем выходной ток ПТ:

$$i_c = \frac{\beta}{2} \left[ (U_0 - U_{з0})^2 + \frac{U_r^2}{2} - 2(U_0 - U_{з0}) U_r \sin \Omega t - \frac{U_r^2}{2} \cos 2\Omega t \right]. \quad (2.5)$$

Из уравнения (2.5) определим коэффициент гармоник:

$$K_r = U_r / 4 (U_0 - U_{з0}). \quad (2.6)$$

Выразив  $U_0 - U_{з0}$  через другие параметры ПТ, уравнение для коэффициента гармоник можно записать в следующей форме:  $K_r = \beta U_r / 4S$ .

Для транзисторов с  $p-n$ -переходом и МДП-транзисторов со встроенным каналом уравнение (2.6) можно записать в виде

$$K_r = \frac{S_0}{S} \frac{U_r}{4 U_0} = \frac{U_r}{4 U_0} \sqrt{\frac{I_{C0}}{I_C}}. \quad (2.7)$$

Представляет интерес сравнение характеристик реальных отечественных ПТ с идеализированной. Нормированные экспериментальные (—) и теоретическая ( $\times \times \times$ ) зависимости  $S = f(U_{зи})$  в области усиления приведены на рис. 2.3. Анализ графиков позволяет сделать вывод, что наиболее близка к идеализированной характеристика прибора простой конструкции типа

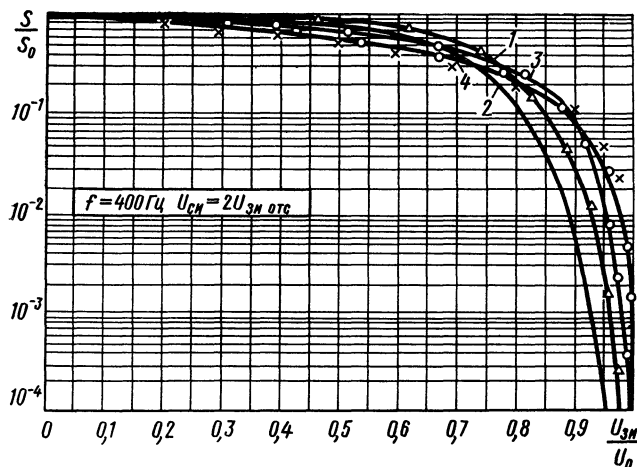


Рис 2.3. Нормированные зависимости крутизны от напряжения затвор — исток  
1 — КП903В; 2 — КП302А; 3 — КП103К; 4 — КП101В

КП101В. Существенное отклонение реальной характеристики от идеализированной наблюдается у мощных ПТ типа КП903, содержащих около 100 элементарных ячеек.

Отклонения реальных характеристик ПТ от идеализированной вблизи напряжения запирающего объясняются неоднородностью каналов и неидентичностью элементарных ячеек ПТ сложных конструкций (КП103, КП302, КП903). Вероятно, различие указанных характеристик удастся уменьшить по мере совершенствования технологии производства ПТ.

При изменении напряжения затвор — исток по мере отпирающего канала ПТ расхождение реальных и идеализированной характеристик ПТ также увеличивается. Известно несколько причин, объясняющих это явление: особенности распределения примесей в канале, наличие немодулированных (омических) сопротивлений стока  $R_c$  и истока  $R_n$ , зависимость подвижности носителей от электрического поля [5.9]. У МДП-транзисторов аналогичное явление помимо указанных причин могут вызвать поверхностные состояния, эффекты поверхностного рассеивания, состояние подложки [7, 8].

Однако разработчики электронной аппаратуры на ПТ не располагают информацией о влиянии отдельных из указанных причин. По мнению автора, в этом случае необходимо использовать модель ПТ (рис. 2.4), справедливую в области средних частот.

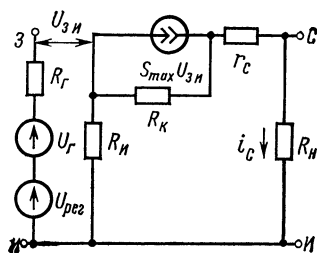


Рис. 2.4. Эквивалентная схема регулятора изменением крутизны

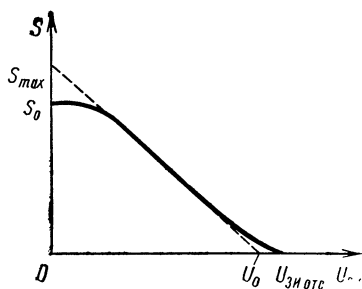


Рис. 2.5. Зависимости крутизны от напряжения затвор — исток у идеального (---) и реального (—) ПТ

Для получения характеристик, соответствующих реальному ПТ, в цепь истока идеального ПТ включено эффективное сопротивление истока

$$R_n = R_{\text{внш}} + r_n + r_k + r_n + r_{\text{эф}}, \quad (2.8)$$

где  $R_{\text{внш}}$  — внешнее сопротивление, включенное в цепь истока ПТ;  $r_n$  — немодулированное сопротивление истока;  $r_k$  — сопротивление контакта истока;  $r_n$  — сопротивление, учитывающее влияние на крутизну ПТ зависимости подвижности носителей от поля;  $r_{\text{эф}}$  — эффективное сопротивление, учитывающее влияние поверхностного

рассеивания и состояния подложки (включается при использовании МДП-ПТ).

Предполагается, что наличие этих сопротивлений приводит к уменьшению крутизны от значения  $S_{\max}$  до значения, указанного в паспортных данных:

$$S_0 = S_{\max} / (1 + S_{\max} R_{\Pi}). \quad (2.9)$$

Сопротивление  $R_{\Pi}$  зависит от конструкции, технологии изготовления и режима работы ПТ. Ориентировочно значения  $R_{\Pi}$  можно найти, используя семейство выходных характеристик или характеристики передачи ПТ.

Используя любую из указанных характеристик, строят зависимость  $S = f(U_{\text{зи}})$  при заданном напряжении  $U_{\text{си}}$ , на которой выделяют линейный участок. Затем проводят касательную к построенной характеристике, проходящую через выделенный линейный участок, как показано на рис. 2.5.

Предполагая, что заметное влияние сопротивления  $R_{\Pi}$  проявляется лишь при больших токах стока, вызывая нарушение линейной зависимости  $S = f(U_{\text{зи}})$ , находят значение  $S_{\max}$  при  $U_{\text{зи}} = 0$ . И, наконец, находят искомое сопротивление  $R_{\Pi} = \frac{S_{\max} - S_0}{S_0 S_{\max}} = \frac{1}{S_0} - \frac{1}{S_{\max}}$ .

Очевидно, что  $R_{\Pi}$  будет существенно различным для ПТ простой (содержащей одну или несколько элементарных ячеек) и сложной конструкции (например, мощных).

Следует также отметить, что экспериментальные исследования [14] показывают существенный разброс  $R_{\Pi}$  от образца к образцу ПТ одного типа. Например, экспериментальные исследования мало-мощных ПТ с  $p$ - $n$ -переходом (КП103, КП303) и МДП-транзисторов (КП305) дали следующие результаты:

часть исследованных образцов ПТ имела  $R_{\Pi} = 5$ —30 Ом;

отдельные образцы ПТ имели  $R_{\Pi} = 50$ —200 Ом;

отношение  $R_{\Pi}$  к сопротивлению открытого канала при  $U_{\text{зи}} = 0$  и  $U_{\text{си}} \rightarrow 0$  для транзисторов с  $p$ - $n$ -переходом лежит в пределах 0,1—1,8, а для МДП-транзисторов в пределах 0,1—1,2.

Для определения  $R_{\Pi}$  в цепь исследуемого ПТ включалось внешнее сопротивление  $R_{\text{внш}}$  и использовался метод двух отсчетов. Сначала измерялся ток  $I_{\text{с0}}$  при закороченном  $R_{\text{внш}}$ . Затем измерялся ток  $I'_{\text{с0}}$  при включенном  $R_{\text{внш}}$ . Затем производился расчет по формуле

$$R_{\Pi} = R_{\text{внш}} / (\sqrt{I_{\text{с0}} / I'_{\text{с0}}} - 1) - U_{\text{зи отс}} / \sqrt{I'_{\text{с0}} I_{\text{с0}}}. \quad (2.10)$$

Из результатов экспериментального исследования следует, что некоторые образцы ПТ имеют значения  $R_{\Pi}$ , превышающие  $R_{\text{к0}}$ . Это характеризует конструктивные недостатки исследованных образцов ПТ и косвенно указывает на несовершенство технологии их изготовления.

Усредненные данные  $R_{\Pi}$  для типового режима целесообразно приводить в справочных данных приборов.

Описанные методы определения  $R_{\text{н}}$  позволяют оценить ошибку расчетов при использовании квадратичной аппроксимации:

$$\delta_1 = \frac{S_{\text{max}} - S_0}{S_0} 100 \% ; \quad \delta_2 = \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{н0}}} 100 \% . \quad (2.11)$$

Если  $\delta_1$  или  $\delta_2$  не превышает 10—20%, влиянием  $R_{\text{н}}$  при расчетах апериодических регулируемых каскадов с ПТ можно пренебречь и использовать упрощенные формулы. Если погрешность аппроксимации превышает указанные значения, а также при расчете избирательных усилителей влиянием  $R_{\text{н}}$  пренебрегать нельзя. Наличие  $R_{\text{н}}$  приводит к появлению у реального ПТ производных крутизны любого порядка и, следовательно, к дополнительным нелинейным искажениям.

У ПТ, имеющего идеализированные характеристики в соответствии с уравнением (2.3), отсутствуют производные крутизны выше первой, обуславливающие дополнительные искажения апериодических усилителей и специфические искажения (вторичную модуляцию, перекрестные искажения, нелинейные искажения огибающей) избирательных усилителей.

Появление высших составляющих крутизны, обусловленных наличием сопротивления  $R_{\text{н}}$ , можно доказать следующим образом. Как следует из эквивалентной схемы для области средних частот (рис. 2.4), реальным ПТ управляет напряжение

$$u_{\text{зи}} = u_{\text{г}} + u_{\text{пер}} + i_{\text{с}} R_{\text{н}} . \quad (2.12)$$

Подставив (2.12) в (2.1) и решив относительно  $i_{\text{с}}$ , найдем

$$i_{\text{с}} = \frac{1}{\beta R_{\text{н}}^2} + \frac{U_0 - u_{\text{г}} - u_{\text{пер}}}{R_{\text{н}}} - \frac{1}{\beta R_{\text{н}}^2} \sqrt{1 + 2\beta R_{\text{н}}(U_0 - u_{\text{пер}} - u_{\text{г}})} . \quad (2.13)$$

Продифференцировав уравнение (2.13) по напряжению на входе, найдем крутизну выходного тока с учетом немодулированного сопротивления  $R_{\text{н}}$ :

$$S = \frac{1}{R_{\text{н}}} (1 + 2\beta R_{\text{н}} U_0 - 2\beta R_{\text{н}} u_{\text{пер}} - 2\beta R_{\text{н}} u_{\text{г}})^{-1/2} - \frac{1}{R_{\text{н}}} . \quad (2.14)$$

Повторное дифференцирование (2.14) позволяет отыскать производные выходного тока высших порядков:

$$S' = \beta (1 + 2\beta R_{\text{н}} u_{\text{пер}} - 2\beta R_{\text{н}} u_{\text{пер}} - 2\beta R_{\text{н}} u_{\text{г}})^{-3/2} , \quad (2.15)$$

$$S'' = -3\beta^2 R_{\text{н}} (1 + 2\beta R_{\text{н}} U_0 - 2\beta R_{\text{н}} u_{\text{пер}} - 2\beta R_{\text{н}} u_{\text{г}})^{-5/2} , \quad (2.16)$$

$$S''' = 15\beta^3 R_{\text{н}} (1 + 2\beta R_{\text{н}} U_0 - 2\beta R_{\text{н}} u_{\text{пер}} - 2\beta R_{\text{н}} u_{\text{г}})^{-7/2} . \quad (2.17)$$

Таким образом, предложенная модель и метод определения  $R_{\text{н}}$  позволяют вести расчет регулируемых усилителей с требуемой точностью, а также определить высшие гармоники крутизны ПТ, необходимые для оценки дополнительных и специфических типов нелинейных искажений.

О целесообразности использования аппроксимации с учетом эффективного сопротивления  $R_n$  можно судить по характеристикам на рис. 2.6. Здесь кривой 1 представлена идеализированная характеристика ПТ типа КП301, кривой 2 — теоретическая характеристика с учетом немодулированного сопротивления истока  $r_n = 10$  Ом (по данным предприятия-изготовителя), кривой 3 — теоретическая характеристика с учетом эффективного сопротивления истока  $R_n = 30$  Ом, кривой 4 — экспериментальная характеристика.

Из сравнения приведенных характеристик видно, что теоретическая характеристика с учетом  $R_n$  достаточно хорошо совпадает с реальной характеристикой в отличие от идеализированной характеристики и характеристики, учитывающей только влияние  $r_n$ .

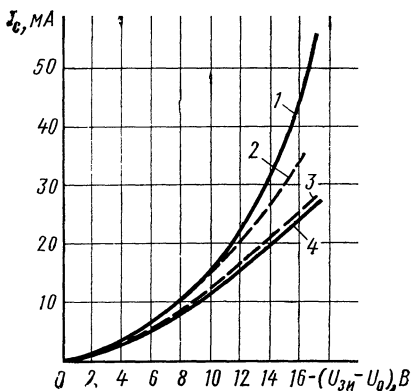


Рис. 2.6. Теоретические и экспериментальные характеристики передачи ПТ типа КП301Б

#### РЕГУЛИРОВКА КОЭФФИЦИЕНТА ПЕРЕДАЧИ ИЗМЕНЕНИЕМ ПРОВОДИМОСТИ КАНАЛА В ОМИЧЕСКОЙ ОБЛАСТИ ХАРАКТЕРИСТИК

В омической области характеристик ПТ ведет себя как сопротивление, управляемое напряжением. Управляя проводимостью канала ПТ, можно изменять либо коэффициент передачи напряжения аттенюатора, либо усиление каскада, охваченного регулируемой обратной связью. При этом к каналу ПТ прикладывается все напряжение сигнала или его часть, а к участку затвор — исток — управляющее напряжение (в общем случае изменяющееся по произвольному закону). Регулировка усиления проводимостью ПТ может осуществляться как при наличии постоянной составляющей тока в цепи канала, так и без нее. В первом случае регулировка аналогична осуществляемой с помощью электронных ламп и биполярных транзисторов и сопровождается изменением режима по постоянному току. В ряде устройств, например в регуляторах уровня вещательных передач, это приводит к специфическим искажениям (типа «щелчки срабатывания», «заикания», колебательные процессы и т. п.), для устранения которых требуется усложнение схем. Важнейшей особенностью ПТ является возможность регулировки их выходной проводимости при отсутствии постоянной составляющей в цепи канала. В последнем случае точка покоя выбирается в начале координат. Регуляторы, реализующие такой режим работы ПТ, имеют ряд достоинств: простую схему, высокую экономичность (за счет отсутствия цепи питания стока и потреб-

ления ею энергии), а также максимальный диапазон регулирования.

Рассмотрим теоретические зависимости на рис. 2.7. Кривые 1 и 2 построены по выражениям из [64, 65] для приборов с резкими переходами простой и цилиндрической конструкций соответственно:

$$G/G_0 = 1 - (U_{зи}/U_0)^{1/2}, \quad (2.18)$$

$$G/G_0 = (1 - \sqrt{U_{зи}/U_0})^2. \quad (2.19)$$

Из работы [66], посвященной формальной аппроксимации вольт-амперных характеристик ПТ всех типов, нетрудно получить следующее выражение для определения проводимости канала при малых напряжениях сток — исток:

$$G = \frac{1}{r} \exp\left(-\frac{U_{зи}}{\alpha}\right), \quad (2.20)$$

где  $r$  и  $\alpha$  — эмпирические коэффициенты.

Решение уравнения (2.20) можно представить графически в виде зависимостей нормированной проводимости от нормированного напряжения затвор — исток при разных значениях коэффициента  $\alpha$ . Задаваясь двумя произвольными значениями коэффициента  $\alpha$ , нетрудно убедиться в том, что в логарифмическом масштабе эти зависимости имеют вид прямых линий 3 и 4 на рис. 2.7.

Большинство отечественных ПТ, выпускаемых в настоящее время, изготавливается методами диффузии. Применяемые методы диффузии обеспечивают создание приборов с требуемыми геометрией канала и законом распределения примесей. Существует тенденция разрабатывать приборы с характеристикой передачи, близ-

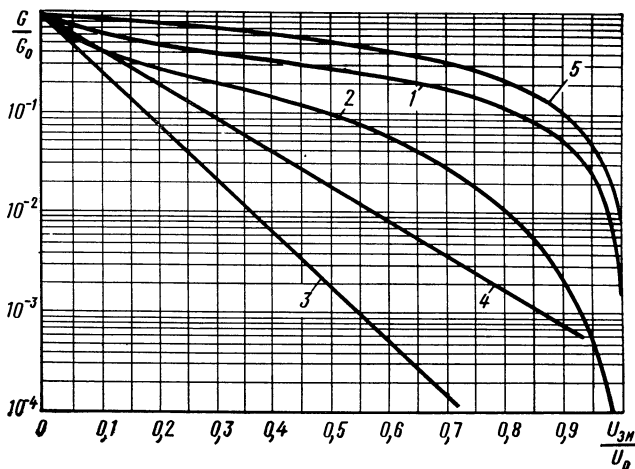


Рис. 2.7. Теоретические зависимости проводимости от напряжения затвор — исток при малых напряжениях на канале

кой к квадратичной. Теоретическая зависимость проводимости канала от напряжения затвор — исток таких приборов в крутой области линейна:

$$G/G_0 = 1 - (U_{зи}/U_0). \quad (2.21)$$

Эта зависимость в логарифмическом масштабе изображена на рис. 2.7 (кривая 5).

Последнее выражение получено для транзисторов с  $p-n$ -переходом, однако можно показать, что оно справедливо для идеальных ПТ любого типа. В омической области статических характеристик таких ПТ справедливо уравнение

$$I_c = \beta [(U_0 - U_{зи}) U_{си} - (U_{си}^2/2)]. \quad (2.22)$$

Перейдя к мгновенным значениям напряжений и дифференцируя уравнение (2.22) при  $u_{си} \rightarrow 0$ , найдем выходную проводимость канала

$$G = \beta (U_0 - U_{зи}). \quad (2.23)$$

Таким образом, при малых напряжениях на стоке выходная проводимость канала идеального ПТ линейно зависит от напряжения затвор — исток.

Оценим нелинейные искажения, вносимые ПТ с линейной характеристикой  $G = f(U_{зи})$ . Предположим, что к каналу ПТ приложено синусоидальное напряжение

$$u_{си} = U_r \sin \Omega t. \quad (2.24)$$

Подставляя (2.24) в (2.22), найдем мгновенное значение выходного тока:

$$i_c = \beta [(U_0 - U_{пер}) U_r \sin \Omega t - \frac{1}{4} U_r^2 (1 - \cos 2 \Omega t)]. \quad (2.25)$$

Из (2.25) следует, что выходной ток ПТ помимо основной содержит вторую гармонику. Коэффициент гармоник определим как отношение амплитуд второй гармоники к основной:

$$K_r = U_r/4 |U_0 - U_{пер}|. \quad (2.26)$$

Уравнение можно представить в более удобной форме, выразив  $|U_0 - U_{пер}|$  через  $G$  и  $\beta$ :

$$K_r = \beta U_r/4 G. \quad (2.27)$$

Для транзисторов с  $p-n$ -переходом и МДП-транзисторов со встроенным каналом

$$K_r = G_0 U_r/4 G U_0. \quad (2.28)$$

Таким образом, если характеристика  $G = f(U_{зи})$  ПТ линейно аппроксимирована, то нелинейные искажения такого прибора обусловлены наличием второй гармоники, а гармоники более высокого порядка отсутствуют, так как значения  $G''$ ,  $G'''$  и т. д. равны нулю.



При рассмотрении теоретических характеристик, приведенных на рис. 2.7, возникает вопрос о целесообразности их использования в инженерной практике. Ответ на вопрос, какие из характеристик 1—5 лучше соответствуют реальным характеристикам отечественных ПТ, можно получить, сравнив их с экспериментальными нормированными зависимостями  $G=f(U_{зи})$  для ПТ разных типов (рис. 2.8). Очевидно, что зависимость  $G=f(U_{зи})$  отечественных ПТ разных типов более удачно описывается линейной аппроксимацией, предложенной в [5, 6], и менее удачно аппроксимациями, предложенными в [64—66], в частности экспоненциальной.

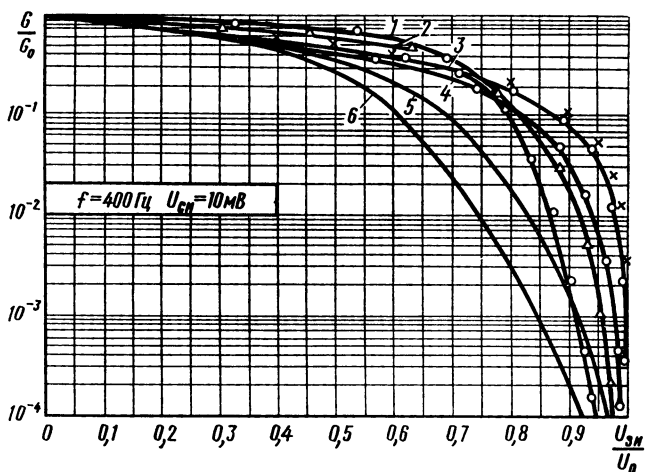


Рис. 2.8. Нормированные экспериментальные (—) и идеализированная (×××) зависимости проводимости от напряжения затвор — исток  
1, 2 — КП903В; 3 — КП101В; 4 — КП103К; 5, 6 — КП302А

С помощью рис. 2.8 можно оценить отклонение реальных характеристик ПТ от идеализированной линейной, построенной по уравнению (2.21). Наиболее близка к идеализированной характеристика ПТ простой конструкции типа КП101. У транзисторов сложной конструкции, состоящих из большого числа элементарных ячеек, существенные отклонения от идеализированной характеристики наблюдаются при напряжениях затвор — исток, близких к нулю и напряжению запирающего (кривые 1 и 2 на рис. 2.8).

Причины расхождения реальных и идеализированных характеристик аналогичны указанным выше при рассмотрении зависимостей  $S=f(U_{зи})$ . Однако влияние эффектов, обусловленных напряженностью электрического поля в канале ПТ, здесь менее выражено, так как в этом случае ПТ работают при малых напряжениях  $U_{си}$ . Транзисторы сложной конструкции одного типа и одной группы нередко имеют разные характеристики в области запирающего, что иллюстрируют кривые 5 и 6 на рис. 2.8. Поэтому в тех случаях, когда требуются точные значения их проводимостей при

напряжениях, близких к напряжению запирания ПТ, необходимо снять экспериментальную зависимость  $G=f(U_{зи})$ .

При изменении напряжения затвор — исток по мере отпирания канала ПТ также наблюдаются расхождения между идеализированной и реальными характеристиками  $G=f(U_{зи})$ . Эти расхождения являются причиной дополнительных искажений апериодических и специфических искажений избирательных устройств. Получить теоретические характеристики, соответствующие реальным ПТ, удастся при использовании модели ПТ (рис. 2.9), справедливой в области средних частот. Здесь предлагается в цепь канала идеального ПТ включить эффективное сопротивление истока  $R_{и}$  для получения характеристик  $G=f(U_{зи})$ , соответствующих реальному ПТ. Эффективное сопротивление истока включает элементы, указанные в (2.8). Функция резистора  $R_{внш}$  в модели на рис. 2.9 может выполнять сопротивление источника сигнала. Значения элементов  $r_{п}$  и  $r_{эф}$  в этом случае могут быть меньше, так как напряженность электрического поля в канале при малых напряжениях  $U_{си}$  невелика.

Оценка погрешности линейной аппроксимации и метод определения значений  $R_{и}$  при работе ПТ в крутой области аналогичны рассмотренным выше. Для этого можно воспользоваться формулами (2.10) — (2.11) и графиком на рис. 2.5, заменив значения  $S_{\max}$  и  $S_0$  соответствующими значениями  $G_{\max}$  и  $G_0$ . Экспериментальные зависимости  $G=f(U_{зи})$  снимаются при малых напряжениях  $U_{си}$ , соответствующих рабочему режиму.

Использование модели на рис. 2.9 позволяет получить уравнение для расчета уточненной регулировочной характеристики и формулы для определения высших производных проводимости канала. Как видно из рис. 2.9, выходным током ПТ, работающего в

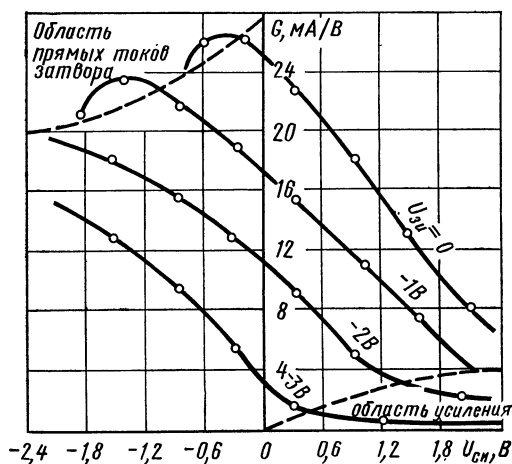


Рис. 2.10. Зависимости проводимости канала ПТ (КП302В) от напряжения затвор — исток ( $U_r=10$  мВ,  $f=400$  Гц,  $R_a=0,1$  МОм)

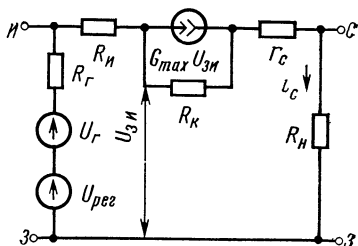


Рис. 2.9. Эквивалентная схема регулятора изменением проводимости

качестве управляемого сопротивления в области средних частот, управляет напряжение

$$u_{зи} = u_r + u_{пер} + i_c R_n. \quad (2.29)$$

Подставив (2.29) в (2.22) и решив относительно  $i_c$ , получим

$$i_c = \frac{\beta [U_0 - u_r - u_{пер}] u_{си} - 0,5 u_{си}^2}{1 - \beta R_n u_{си}}. \quad (2.30)$$

Выходную проводимость ПТ с учетом  $R_n$  и ее производные найдем как функцию напряжения сток — исток, многократно дифференцируя (2.30):

$$G = \frac{\beta (U_0 - u_r - u_{пер} - u_{си} + 0,5 \beta R_n u_{си}^2)}{(1 - \beta R_n u_{си})^2}, \quad (2.31)$$

$$G' = \frac{\beta [2 \beta R_n (U_0 - u_r - u_{пер}) - 1]}{(1 - \beta R_n u_{си})^3}, \quad (2.32)$$

$$G'' = \frac{\beta [6 \beta^2 R_n^2 (U_0 - u_r - u_{пер}) - 3 \beta R_n]}{(1 - \beta R_n u_{си})^4}, \quad (2.33)$$

$$G''' = \frac{\beta [24 \beta^3 R_n^2 (U_0 - u_r - u_{пер}) - 12 \beta^2 R_n]}{(1 - \beta R_n u_{си})^5}. \quad (2.34)$$

и т. д.

Решение об использовании упрощенного метода расчета регулировочной характеристики по уравнению (2.21) и нелинейных искажений по формулам (2.26) — (2.28) или уточненного метода расчета с помощью (2.31) — (2.34) принимают исходя из допустимой ошибки расчета, как и при регулировке крутизны в области усиления.

При значительных амплитудах сигнала, прилагаемых к каналу ПТ, следует учитывать зависимость проводимости канала от напряжения сток — исток. Из (2.22) следует, что проводимость канала в омической области линейно зависит от напряжения сток — исток. Характеристики реального транзистора, приведенные на рис. 2.10, достаточно хорошо соответствуют теоретическим. Существенные отклонения проводимости от линейной зависимости при больших отрицательных напряжениях сток — исток обусловлены появлением прямых токов затвора, образующих на резисторе в цепи затвора запирающее напряжение, а при больших положительных напряжениях — переходом транзистора в область усиления.

## ВЗАИМОСВЯЗЬ ПАРАМЕТРОВ ТРАНЗИСТОРОВ

В паспортных данных ПТ обычно приводятся данные о крутизне  $S_0$ , напряжении отсечки  $U_{зиотс}$  и токе насыщения стока  $I_{с0}$  в типовом режиме. Если характеристики передачи близки к квадратичной параболе, достаточно знать только два из упомянутых

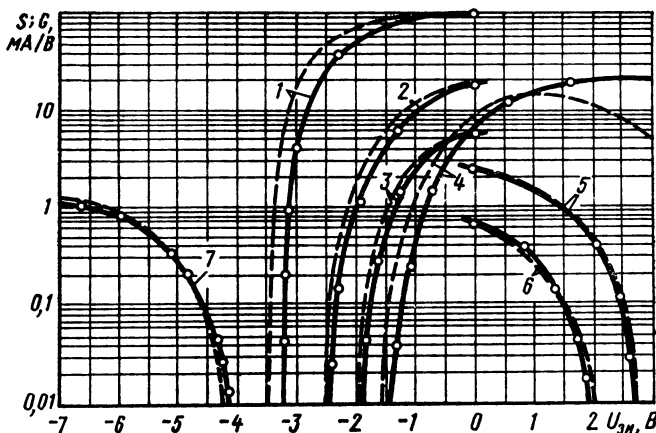


Рис. 2.11. Характеристики, иллюстрирующие взаимосвязь параметров ПТ параметров, чтобы отыскать третий, используя соотношение  $S_0 = 2I_{c0}/U_{зиотс}$ .

Кроме того, зная крутизну ПТ в области усиления, можно предсказать, какие значения будет иметь проводимость канала в омической области. Это объясняется следующим образом. Сравнив выражение (2.3), описывающее зависимость крутизны идеального транзистора от напряжения затвор — исток в области усиления, с выражением (2.23), описывающим зависимость проводимости канала от напряжения затвор — исток в омической области, нетрудно заметить, что они идентичны. Представляет интерес сравнение реальных зависимостей. На рис. 2.11 сплошными линиями представлены экспериментальные зависимости  $G=f(U_{зи})|U_{си}=10$  мВ, штриховыми — зависимости  $S=f(U_{зи})|U_{си}=2U_{зиотс}$  на частоте  $f=400$  Гц. Хорошее совпадение указанных зависимостей наблюдается у МДП-транзисторов с индуцированным каналом типа КП301 и у ПТ с  $p-n$ -переходами, состоящих из одной или малого числа ячеек. Эту особенность можно использовать при расчете устройств с ПТ указанных типов. У ПТ сложной конструкции (мощных и КП302), а также у МДП-транзисторов со встроенным каналом типа КП305 наблюдаются существенные различия в ходе характеристик. Следует отметить, что зависимости  $G=f(U_{зи})$  реальных ПТ ближе к аналогичной зависимости идеального ПТ, чем зависимости  $S=f(U_{зи})$ . Как было указано, это объясняется эффектами, влияние которых учтено в (2.8).

#### ДИАПАЗОН РЕГУЛИРОВАНИЯ КРУТИЗНЫ И ПРОВОДИМОСТИ ТРАНЗИСТОРОВ

Диапазон изменения проводимости канала в омической области характеристик при заданном коэффициенте гармоник определяется уравнением (2.28). Максимальное напряжение смещения

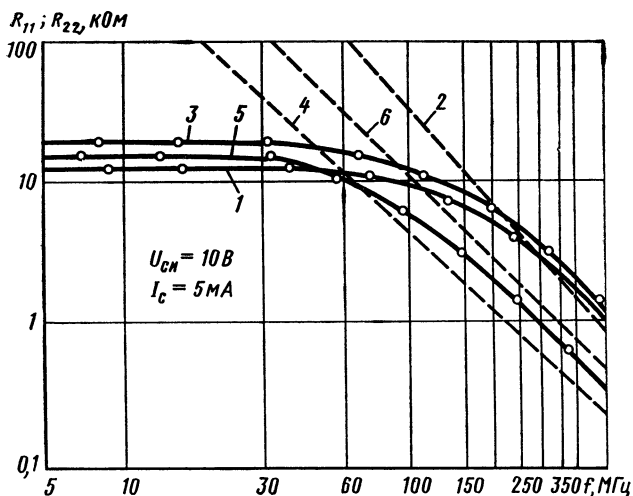


Рис. 2.12. Зависимости активных составляющих параметров ПТ от частоты: 1, 2 — КП301; 3, 4 — КП303; 5, 6 — КП305 (—  $R_{22}$ , ---  $R_{11}$ )

затвора, при котором еще не наблюдается отсечка сигнала,  $U_{зи} = U_0 - U_T$ .

В регулируемых аperiodических усилителях на частотах, на которых влиянием междуэлектродных емкостей можно пренебречь, максимально допустимый диапазон регулирования с учетом (2.3)  $D = U_0 / U_T$ . Максимально возможный диапазон регулирования на верхних частотах ограничен влиянием емкостей, шунтирующих канал  $D = G_0 / i\omega C_{экв}$ , где  $C_{экв}$  — эквивалентная емкость, шунтирующая канал.

У каскадов с регулировкой крутизны ПТ на верхних частотах диапазон регулирования ограничен проводимостью обратной связи  $Y_{12н}$ :

$$D = S_0 / Y_{12н}. \quad (2.35)$$

На верхних частотах эффективность ПТ как регулируемого элемента снижается из-за частотной зависимости его параметров. Наличие немодулированных сопротивлений стока и истока является причиной появления у ПТ на высоких частотах эффектов второго порядка [5]. При этом активные составляющие параметров ПТ становятся частотно-зависимыми, что иллюстрирует рис. 2.12.

#### СИНТЕЗ РЕГУЛИРОВОЧНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ТРАНЗИСТОРОВ

До настоящего времени не выпускаются ПТ с гарантированными удлиненной или специальной регулировочными характеристиками. Учитывая большую потребность в элементах с такими характеристиками при разработках устройств связи с АРУ, логарифмических усилителей и т. д., предлагаются два способа синтеза специальных регулировочных характеристик с использованием ПТ. В основе синтеза специальных регулировочных характеристик ПТ, работающих в активной области, лежит кусочно-линейная аппроксимация. При этом исполь-

зается то обстоятельство, что зависимость  $S=f(U_{\text{рег}})$  ПТ в области усиления близка к линейной. Параллельное соединение нескольких ПТ с неидентичными параметрами  $S_0$  и  $U_{\text{ЗИ отс}}$  позволяет реализовать регулятор со специальной регулировочной характеристикой. При низкоомной нагрузке  $R_n$  регулировочная характеристика каскада  $K=f(U_{\text{рег}})$  практически повторяет зависимость  $S=f(U_{\text{ЗИ}})$ . Специальная регулировочная характеристика при использовании  $n$  ПТ описывается уравнением

$$S = S_{01} \frac{U_{\text{ЗИ отс } 1} - U_{\text{ЗИ}}}{U_{\text{ЗИ отс } 1}} + S_{02} \frac{U_{\text{ЗИ отс } 2} - U_{\text{ЗИ}}}{U_{\text{ЗИ отс } 2}} + \dots \\ \dots + S_{0n} \frac{U_{\text{ЗИ отс } n} - U_{\text{ЗИ}}}{U_{\text{ЗИ отс } n}}, \quad (2.36)$$

где  $S_{0n}$  — крутизна  $n$ -го ПТ;  $U_{\text{ЗИ отс } n}$  — напряжение отсечки  $n$ -го ПТ,  $n=1, 2, \dots$ . Например, при использовании трех ПТ типа КП103 разных классификационных групп реализуется специальная регулировочная характеристика  $S=f(U_{\text{ЗИ}})$ , изображенная на рис. 2.13.

Возможен также синтез специальной регулировочной характеристики при использовании ПТ с любыми (в том числе и идентичными) параметрами  $S_0$  и  $U_{\text{ЗИотс}}$ . При этом следует использовать схему, приведенную на рис. 2.14. Здесь степень влияния каждого ПТ на результирующую характеристику может регулироваться потенциометрами  $R1, \dots, R_n$ . Достоинством такого способа синтеза является возможность изменять вид регулировочной характеристики, не заменяя ПТ.

Как отмечалось ранее, зависимость  $G=f(U_{\text{ЗИ}})$  в омической области близка к зависимости  $S=f(U_{\text{ЗИ}})$  в области усиления. Отсюда следует, что для синтеза специальной регулировочной характеристики ПТ, работающих в омической области характеристик, пригодны способы, описанные выше. Здесь также в основе синтеза специальных регулировочных характеристик лежит кусочно-линейная аппроксимация и используется то обстоятельство, что зависимость  $G=f(U_{\text{ЗИ}})$  близка к линейной.

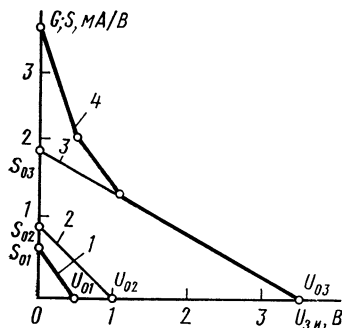


Рис. 2.13. Специальные характеристики:

1 — характеристика КП103Е; 2 — характеристика КП103И; 3 — характеристика КП103М; 4 — результирующая характеристика

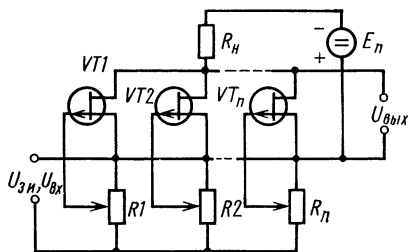


Рис. 2.14. Схема регулятора изменением крутизны со специальными регулировочными характеристиками при использовании ПТ с произвольными параметрами

Параллельное соединение нескольких ПТ с неидентичными параметрами  $G_0$  и  $U_{\text{зи отс}}$  позволяет реализовать регулятор со специальной регулировочной характеристикой. При низкоомной нагрузке  $R_n$  регулировочная характеристика каскада  $K=f(U_{\text{рег}})$  практически повторяет зависимость  $G=f(U_{\text{зи}})$ . Специальная регулировочная характеристика при использовании  $n$  ПТ описывается уравнением

$$G = G_{01} \frac{U_{\text{зи отс } 1} - U_{\text{зи}}}{U_{\text{зи отс } 1}} + G_{02} \frac{U_{\text{зи отс } 2} - U_{\text{зи}}}{U_{\text{зи отс } 2}} + \dots \\ \dots + G_{0n} \frac{U_{\text{зи отс } n} - U_{\text{зи}}}{U_{\text{зи отс } n}}, \quad (2.37)$$

где  $G_{0n}$  — проводимость  $n$ -го канала ПТ ( $n=1, 2 \dots$ ).

При использовании трех ПТ типа КП103 разных классификационных групп реализуется специальная регулировочная характеристика  $G=f(U_{\text{зи}})$ , которая повторяет характеристику  $S=f(U_{\text{зи}})$ , приведенную на рис. 2.13.

Изменять вид регулировочной характеристики ПТ в омической области, не заменяя ПТ, позволяет схема, приведенная на рис. 2.15. Для этого используются потенциометры  $R1, \dots, R_n$ . Схема на рис. 2.15 отличается от схемы на рис. 2.14 отсутствием источника питания. Таким образом, устройства, реализующие специальные регулировочные характеристики ПТ, работающих в омической области, имеют более простые схемы и более высокую экономичность.

Интересно отметить, что рассмотренные способы синтеза регулировочных характеристик позволяют объяснить причины отклонения характеристик ПТ сложных конструкций от квадратичной в сторону нелинейности более высоких порядков. Влияние эффективного сопротивления истока  $R_n$  у таких ПТ проявляется в линеаризации характеристик. При определенных значениях  $R_n$  характеристика передачи указанных ПТ может приблизиться к квадратичной.

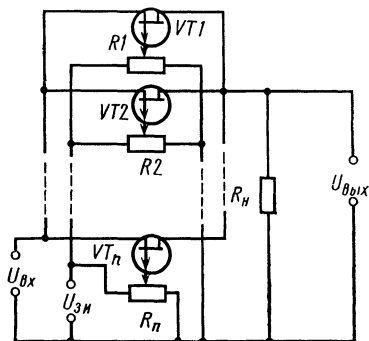


Рис. 2.15. Схема регулятора изменением проводимости со специальными регулировочными характеристиками при использовании ПТ с произвольными параметрами

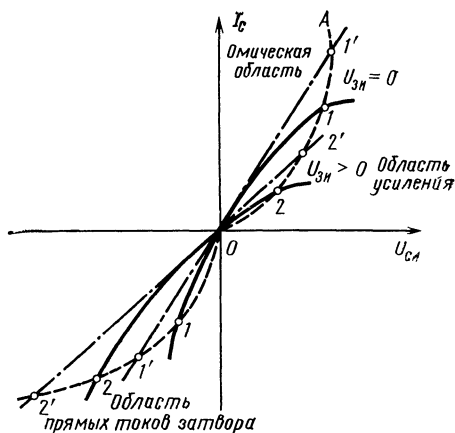


Рис. 2.16. Выходные характеристики ПТ в области управляемого сопротивления: 1, 2 — без линеаризации ВАХ; 1', 2' — с линеаризацией ВАХ

## АНАЛИЗ НЕЛИНЕЙНЫХ СВОЙСТВ ПТ В РЕЖИМЕ УПРАВЛЯЕМОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ

Важной особенностью ПТ, отличающей их от электронных ламп, является работа в качестве управляемого сопротивления при отсутствии постоянного напряжения в стоковой цепи. Особый интерес представляет случай, когда рабочая точка выбирается в начале координат, а канал используется в качестве сопротивления, управляемого напряжением затвор — исток. Амплитуда переменного напряжения  $U_{СИ}$  должна выбираться такой, чтобы обеспечивалась работа ПТ в пределах омической области характеристик без захода в область прямых токов затвора. Выходные характеристики ПТ с  $p-n$ -переходом и каналов  $p$ -типа в рассматриваемой области приведены на рис. 2.16 в виде сплошных линий 1—1 и 2—2, представляющих собой ветви парабол, вершины которых расположены на параболе  $OA$ .

Как следует из (2.22), наличие квадратичной зависимости между током стока и напряжением сток — исток приводит при  $U_{СИ} \rightarrow 0$  к линейной зависимости  $G=f(U_{ЗИ})$ . И согласно выражению (2.26) — к резкому возрастанию нелинейных искажений при  $U_{рег} = U_{ЗИ} \rightarrow U_0$ .

Для уменьшения нелинейных искажений и расширения диапазона допустимых значений напряжения сток — исток используют линейризацию стоковых характеристик путем подачи части напряжения  $U_{СИ}$  на вход ПТ. В работах [8, 14] рекомендуют подавать на вход ПТ половину напряжения  $U_{СИ}$ , используя схемы, изображенные на рис. 2.17, а и б.

В этом случае

$$U_{ЗИ} = (U_{рег} + U_{СИ})/2. \quad (2.38)$$

Подставляя это выражение в (2.22), получаем

$$I_C = \frac{\beta U_{СИ}}{2} (2 U_{ЗИ\text{ отс}} - U_{рег}) = \frac{I_{C0} U_{СИ}}{U_0^2} (2 U_{ЗИ\text{ отс}} - U_{рег}). \quad (2.39)$$

Из последнего уравнения видно, что при наличии цепи линейризации ВАХ ПТ должны представлять набор прямых линий. Две из них, соответствующие напряжениям на затворе  $U_{ЗИ} = 0$  и  $U_{ЗИ} > 0$ , показаны на рис. 2.16 ( $1'-1'$  и  $2'-2'$ ).

Таким образом, введение цепи линейризации обеспечивает линейность и симметричность ВАХ относительно начала координат и, следовательно, резко сни-

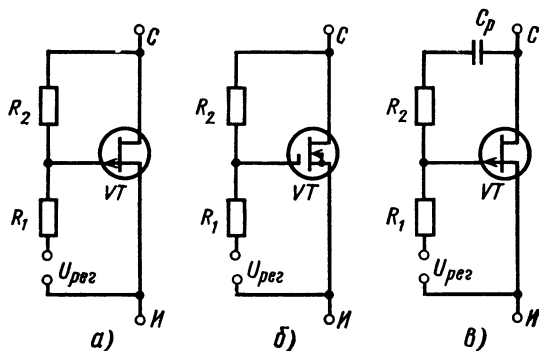


Рис. 2.17. Способы включения цепи линейризации ВАХ:

а — к транзистору с  $p-n$ -переходом; б — к МДП-транзистору; в — с используемым разделительным конденсатором



жает нелинейные искажения, вносимые ПТ. В [8] и некоторых других работах эти свойства объясняются действием отрицательной обратной связи (ООС). Заметим, что согласно теории ООС расширяет динамический диапазон и уменьшает нелинейные искажения в  $A$  раз ( $A$  — глубина ООС). В режиме управляемого сопротивления ПТ не обладает усилительными свойствами и поэтому  $A$  принципиально не может быть таким большим, чтобы «увеличить диапазон линейности по крайней мере на порядок», как утверждается в [8]. Следовательно, имеет место эффект компенсации искажений, аналогичный эффекту компенсации четных гармоник в двухтактных схемах.

Введение цепи линеаризации с помощью резисторов  $R_1$  и  $R_2$  (рис. 2.17, а, б) требует увеличения в два раза напряжения  $U_{\text{рег}}$ . При высокоомных резисторах  $R_1$  и  $R_2$  здесь к входу ПТ прикладывается примерно половина управляющего напряжения  $U_{\text{рег}}$ . Этот недостаток можно устранить, включив разделительную емкость  $C_p$  между  $R_2$  и стоком ПТ (рис. 2.17, в).

Как известно, при напряжениях, близких к напряжению отсечки, характеристики реальных ПТ не подчиняются уравнению (2.22). Например, в работе [14] рабочий диапазон, где может использоваться описанный способ линеаризации, ограничивается напряжениями  $U_{\text{рег}} = 0 - 0,9U_{\text{зи отс}}$ . Это соответствует диапазону регулировки сопротивления 20 дБ. Основной же диапазон регулирования сопротивления (80—100 дБ) лежит вне рассмотренной области. Поэтому значительный интерес представляет анализ свойств ПТ в области, близкой к отсечке, при соблюдении режима малого сигнала. Здесь удастся реализовать широкий динамический диапазон регулировки при малой управляющей мощности и простой схеме управляющей цепи. В [8] показано, что при  $U_{\text{си}} \rightarrow 0$  ВАХ ПТ линейна. Однако при  $U_{\text{зи}} \rightarrow U_{\text{зи отс}}$  ток затвора стремится к своему максимальному значению, а ток стока стремится к нулю из-за резкого сужения канала. В области значений  $0,6 \leq \xi = U_{\text{зи}}/U_{\text{зи отс}} \leq 0,85$  значения токов  $i_z$  и  $i_c$  соизмеримы. Так как через канал ПТ протекает сумма токов  $i_z$  и  $i_c$  или их разность, то это приводит к тому, что значения тока канала  $i_k$ , соответствующие положительному и отрицательному значениям  $u_{\text{си}}$ , будут не одинаковы.

Экспериментальные ВАХ ПТ подтверждают заметное отличие реальных характеристик от линейных. В области, близкой к отсечке ВАХ, целесообразно аппроксимировать полиномом. Для транзисторов несложной конструкции достаточно ограничиться двумя членами полинома. Например, для ПТ типа КП103 при  $\xi = 0,75$   $i_c = 0,000345u_{\text{си}} + 0,00045u_{\text{си}}^2$ , а при  $\xi = 0,8$   $i_c = 0,0001u_{\text{си}} + 0,0001u_{\text{си}}^2$ , где коэффициенты при  $u_{\text{си}}$  имеют размерность  $1/\Omega$ , а при  $u_{\text{си}}^2$  —  $1/\Omega^2$ .

Рассмотрим возможность уменьшения  $K_r$ , основываясь на реальных характеристиках ПТ в области, близкой к отсечке. Введем напряжение компенсации в цепь затвора ПТ и определим оптимальные условия уменьшения  $K_r$ . Выходное напряжение ПТ можно вычислить по формуле

$$u_{\text{вых}} = i_c R_k. \quad (2.40)$$

Сопротивление  $R_k$  при введении  $U_k$  является функцией суммы постоянного  $U_{30}$  и компенсирующего  $U_k$  напряжений:  $R_k = f(\xi_0, \xi_k)$ , где  $\xi_0 = U_{30}/U_{\text{зи отс}}$ ;  $\xi_k = U_k/U_{\text{зи отс}}$ .

Поскольку в рабочем диапазоне изменений  $R_k$  выполняется соотношение  $\xi_0 \gg \xi_k$ , можно считать, что  $R_k$  определяется только значением  $\xi_0$ .

Ток стока является нелинейной функцией напряжений  $U_{\text{СИ}}$  и  $U_{\text{ЗИ}}$ :

$$i_{\text{C}} = a_1(\xi) u_{\text{СИ}} + a_2(\xi) u_{\text{СИ}}^2. \quad (2.41)$$

Подставляя (2.41) в (2.40), записываем уравнение для расчета выходного напряжения

$$u_{\text{вых}} = R_{\text{K}}(\xi) [a_1(\xi) u_{\text{СИ}} + a_2(\xi) u_{\text{СИ}}^2]. \quad (2.42)$$

При подаче компенсирующего напряжения на затвор ПТ будет действовать напряжение  $u_{\text{ЗИ}} = U_{\text{З0}} + m U_{\text{C}} \sin \omega t$ , где  $m$  — коэффициент компенсации, показывающий, какая часть напряжения сигнала  $U_{\text{C}}$  подается на затвор.

Обозначив  $\xi_{\text{T}} = U_{\text{C}}/U_{\text{ЗИ отс}}$ , получим  $\xi = \xi_0 + m \xi_{\text{T}} \sin \omega t$ . После разложения функций  $a_1(\xi)$  и  $a_2(\xi)$  в ряд Тейлора в окрестности точки  $\xi = \xi_0$  имеем

$$\begin{aligned} a_1(\xi) &= a_1(\xi_0) + a'_1(\xi_0) \Delta \xi, \\ a_2(\xi) &= a_2(\xi_0) + a'_2(\xi_0) \Delta \xi, \end{aligned} \quad (2.43)$$

где

$$\begin{aligned} a_1(\xi) &= \left. \frac{da_1(\xi)}{d\xi} \right|_{\xi=\xi_0}, \quad \frac{1}{\text{Ом}}; \\ a'_2(\xi_0) &= \left. \frac{da_2(\xi)}{d\xi} \right|_{\xi=\xi_0}, \quad \frac{1}{\text{В} \cdot \text{Ом}}; \\ \Delta \xi &= m \xi_{\text{T}} \sin \omega t. \end{aligned}$$

Подставляя (2.43) в (2.42) и проводя элементарные преобразования, нетрудно определить, что при введении напряжения компенсации выходное напряжение будет представляться суммой постоянной составляющей первой, второй и третьей гармоник:

$$\begin{aligned} u_{\text{вых}} &= R_{\text{K}}(\xi_0) \left\{ U_{\text{C}} \frac{a_1(\xi_0) m \xi_{\text{T}} + a_2(\xi) U_{\text{C}}}{2} + \right. \\ &+ \left[ a_1(\xi_0) + \frac{3}{4} a'_2(\xi_0) m \xi_{\text{T}} U_{\text{C}} \right] U_{\text{C}} \sin \omega t - \\ &- \frac{[a'_1(\xi_{\text{T}}) + a_2(\xi_0) U_{\text{C}}]}{2} U_{\text{C}} \cos \omega t - \frac{a'_2(\xi_0) m \xi_{\text{T}}}{4} U_{\text{C}}^2 \sin 3 \omega t \left. \right\}. \end{aligned} \quad (2.44)$$

Доминирующей в коэффициенте гармоник является вторая гармоника. Покажем, что теоретически выбором значения  $m$  можно уменьшить амплитуду второй гармоники до нуля. Условием отсутствия второй гармоники в выходном напряжении является  $a_1(\xi_0) m \xi_{\text{T}} + a_2(\xi_0) U_{\text{C}} = 0$ . Отсюда

$$m = -a_2(\xi_0) U_{\text{C}} / a'_1(\xi_0) \xi_{\text{T}} = -a_2(\xi_0) / a'_1(\xi_0). \quad (2.45)$$

Как следует из (2.44), при выполнении условия (2.45) коэффициент гармоник определяется амплитудой третьей гармоники  $A_3 = a'_2(\xi_0) m \xi_{\text{T}} U_{\text{C}}^2 / 4$ . Амплитуда второй гармоники при отсутствии компенсирующего напряжения  $U_{\text{K}}$   $A_2 = a_2(\xi_0) U_{\text{C}}^2$ . Таким образом, относительное уменьшение коэффициента нелинейных искажений  $A$  в результате введения  $U_{\text{K}}$ :

$$A = \frac{A_2}{A_3} = \frac{a_2(\xi_0)}{a'_2(\xi_0)} \frac{4}{m \xi_{\text{T}}}. \quad (2.46)$$

Условие уменьшения нелинейных искажений при введении напряжения компенсации запишем в виде

$$A_1 > 1 = a_2(\xi_0)/a_2'(\xi_0) > m \xi_T/4. \quad (2.47)$$

На практике из-за несовершенства технологии изготовления, наличия немодулированных сопротивлений стока и истока амплитуду второй гармоники не удастся уменьшить до нуля и она остается основной в  $K_r$ . Однако нетрудно

обеспечить выполнение неравенства  $a_2(\xi_0)/a_2'(\xi_0) \gg m \xi_T/4$  и, следовательно, существенно уменьшить  $K_r$ . Коэффициент  $m$  нужно выбирать из условия снижения  $K_r$  в точке наибольшей кривизны характеристики  $i_c = f(U_{\text{СИ}} \xi)$ . Например, для транзистора КП103К с  $U_{\text{ЗИ отс}} = 2$  В при  $\xi = 0,8$   $a_2 = 10^{-4}$ ,  $a_1 = -0,49 \cdot 10^{-3}$ . При этом  $m = 0,41$ .

Результаты экспериментального исследования нелинейных искажений ПТ типа КП103К, выполненного по методике, изложенной в [67], приведены на рис. 2.18. Здесь кривая 1 характеризует зависимость  $K_r = f(\xi)$ , кривая 2 —  $K_r = f(\xi, U_k)$ , кривая 3 —  $K_{r2} = f(\xi)$  и кривая 4 —  $K_{r2} = f(\xi, U_k)$ . Напряжение компенсации  $U_k$  выбиралось в точке наибольшего значения  $K_r$ , в которой  $m = m_{\text{опт}}$ .

Эксперименты подтвердили возможность существенного уменьшения нелинейных искажений в области, близкой к отсечке ПТ за счет введения напряжения компенсации в цепь затвора. При использовании транзистора типа КП103

введение в цепь затвора напряжения компенсации позволило уменьшить нелинейные искажения с 2,43 до 0,41%. Эксперимент также подтвердил, что вторая гармоника исследованных ПТ существенно превышает третью.

## 2.2. РАСЧЕТ ЭЛЕКТРОННЫХ РЕГУЛЯТОРОВ УСИЛЕНИЯ

Основные типы каскадов регулировки усиления с помощью ПТ приведены на рис. 2.19, а соотношения для расчета их характеристик и элементов сведены в табл. 2.1—2.4. В схеме, изображенной на рис. 2.19,а, регулировка усиления осуществляется изменением крутизны характеристики передачи ПТ, работающего в области усиления. В остальных схемах регулировка усиления осуществляется изменением проводимости каналов ПТ в омической области характеристик либо при отсутствии (рис. 2.19,б,в), либо при неизменной (рис. 2.19,г) постоянной составляющей в управляемой цепи. Соотношения для расчета характеристик получены в предположении, что они выполнены для ПТ, имеющих характеристики

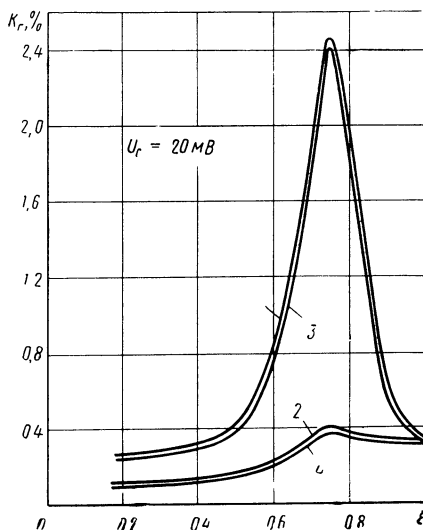


Рис. 2.18. Экспериментальные зависимости  $K_r = f(\xi)$  и  $K_{r2} = f(\xi)$  КП103К без компенсирующего напряжения (1, 3) и при введении компенсирующего напряжения (2, 4)

передачи, близкие к идеализированной. Кроме того, предполагается, что регулировка усиления происходит без отсечки входного сигнала.

Особенности расчета двухтактных схем электронных регуляторов усиления на ПТ рассмотрены в [70].

Для уменьшения нелинейных искажений в устройствах, изображенных на рис. 2.19,б ... г, используется линейаризация ВАХ регулируемых ПТ. В устройстве, приведенном на рис. 2.19,б, лине-

Т а б л и ц а 2.1

Характеристики и элементы регулятора усиления (рис. 2.19,а)	Формулы для расчета
Регулировочная характеристика	$K = -\beta (U_{\text{ЗИ отс}} - U_{\text{пер}}) \frac{R_c R_H}{R_c + R_H}$
Частотная характеристика в области нижних частот	$Y_H = \frac{1}{\sqrt{1 + \left[ \frac{1}{\omega C_{p1} (R_\Gamma + R_3)} \right]^2}} \times$ $\times \frac{1}{\sqrt{1 + \left[ \frac{1}{\omega C_{p2} \left( \frac{R_K R_c}{R_K + R_c} + R_H \right)} \right]^2}}$
Частотная характеристика в области верхних частот	$Y_B = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega C_{\text{ЭВ}} R_{\text{ЭВ}})^2}},$ где $C_{\text{ЭВ}} = C_{\text{сн}} + C_{\text{м}} + C_{\text{н}},$ $R_{\text{ЭВ}} = \frac{R_c R_K R_H}{R_c R_K + R_c R_H + R_K R_H}$
Диапазон регулирования	$D_P = \frac{S_{\text{max}}}{S_{\text{min}}} = \frac{U_0}{U_0 - U_{\text{пер}}}$
Коэффициент гармоник	$K_\Gamma = \frac{U_\Gamma}{4 (U_{\text{ЗИ отс}} - U_{\text{пер}})}$
$C_{p1}$	$C_{p1} = \frac{1}{\omega_H (R_\Gamma + R_3) \sqrt{M_H^2 - 1}}$
$C_{p2}$	$C_{p2} = \frac{1}{\omega_H \left( \frac{R_c R_K}{R_c + R_K} + R_H \right) \sqrt{M_H^2 - 1}}$

Характеристики и элементы регулятора усиления (рис. 2.19,б)	Формулы для расчета
Регулировочная характеристика	$K = \frac{1}{1 + \frac{1}{R_H \beta (U_{\text{ЗИ отс}} - U_{\text{пер}})}}$
Частотная характеристика в области нижних частот	$Y_H = \frac{1}{\sqrt{1 + \left( \frac{1}{\omega C_P R_{\text{ЭН}}} \right)^2}},$ <p>где <math>R_{\text{ЭН}} = R_{\Gamma} + R_K + R_H</math></p>
Частотная характеристика в области верхних частот	$Y_B = \left[ \left( 1 + \frac{R_H C_H}{R_{\text{ЭВ}} C_{\text{Э}}} \right)^2 + \left( \omega C_H R_H + \frac{1}{\omega C_{\text{Э}} R_{\text{ЭВ}}} \right)^2 \right]^{-1/2},$ <p>где <math>C_{\text{Э}} = \frac{C_K}{1 + \omega^2 R_K^2 C_K^2} + \frac{C_H}{1 + \omega^2 R_H^2 C_H^2},</math>  <math>C_K = C_{\text{СИ}} + C_M,</math>  <math>R_{\text{ЭВ}} = R_K + \frac{R_K}{1 + \omega^2 R_K^2 C_K^2} + \frac{R_H}{1 + \omega^2 R_H^2 C_H^2}</math></p>
Диапазон регулирования	$D_p = \frac{D}{1 - \frac{R_H}{R_{K \min}}},$ <p>где <math>D = \frac{R_{K \max}}{R_{K \min}} = \frac{G_{\max}}{G_{\min}} = \frac{U_0}{U_0 - U_{\text{пер}}}</math></p>
Коэффициент гармоник	$K_{\Gamma} = \frac{U_{\Gamma}}{4 (U_{\text{ЗИ отс}} - U_{\text{пер}}) [1 + R_H \beta (U_{\text{ЗИ отс}} - U_{\text{пер}})]}$
$C_{P1}$	$C_{P1} = \frac{1}{\omega_H (R_{\Gamma} + R_{K \min} + R_H) \sqrt{M_H^2 - 1}}$
$C_{P2}$	$C_{P2} = \frac{1}{\omega_H R_{\min 2} \sqrt{M_H^2 - 1}}$

Характеристики и элементы регулятора усиления (рис. 2.19,в)	Формулы для расчета
Регулировочная характеристика	$K = \frac{1}{1 + \beta R_c (U_{3И\text{ отс}} - U_{\text{пер}})}$
Частотная характеристика в области нижних частот	$Y_H = \frac{1}{\sqrt{1 + \left[ \frac{1}{\omega C_{p1} \left( R_\Gamma + R_c + \frac{R'_R R_H}{R_K + R_H} \right)} \right]^2}}$
Частотная характеристика в области верхних частот	$Y_B = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega C_{\text{эв}} R_{\text{эв}})^2}},$ $R_{\text{эв}} = \frac{(R_\Gamma + R_c) R_K R_H}{(R_\Gamma + R_c) R_K + (R_\Gamma + R_c) R_H + R_K R_H},$ $C_{\text{эв}} = C_H + C_{\text{сн}} + \frac{C_{3C} C_{3И}}{C_{3C} + C_{3И}} + C_M$
Диапазон регулирования	$D_P = \frac{D}{1 + \frac{R_K \max}{R_c}}, \quad \text{где } D = \frac{R_K \max}{R_K \min} = \frac{G_{\max}}{G_{\min}} =$ $= \frac{U_0}{U_0 - U_{\text{пер}}}$
Коэффициент гармоник	$K_\Gamma = \frac{U_\Gamma}{4 (U_{3И\text{ отс}} - U_{\text{пер}}) [1 + \beta R_c (U_{3И\text{ отс}} - U_{\text{пер}})]}$
$C_{p1}$	$C_{p1} = \frac{1}{\omega_H \left( R_\Gamma + R_c + \frac{R_K \min R_H}{R_K \min + R_H} \right) \sqrt{M_H^2 - 1}}$
$C_{p2}$	$C_{p2} = 1/\omega_H R'_3 \sqrt{M_H^2 - 1}$

аризация достигается подключением к регулируемому транзистору дополнительного транзистора  $VT_2$  с помощью ключа  $S$ . Степень уменьшения нелинейных искажений максимальна при использовании сдвоенных ПТ (например, КПС104) с характеристиками передачи, близкими к идеализированной.

В устройствах, изображенных на рис. 2.19,в и г, линеаризация ВАХ достигается при замыкании ключей  $S$ , с помощью высокоомных резисторов  $R_3$  и  $R'_3$ .

Таблица 2.4

Характеристики и элементы регулятора усиления (рис. 2.19,з)	Формулы для расчета
Регулировочная характеристика	$K = \beta (U_{\text{ЗИ отс}} - U_{\text{пер}}) \frac{R_K R_H}{R_K + R_H}$
Частотная характеристика в области нижних частот	$Y_H = \frac{1}{\sqrt{1 + \left[ \frac{1}{\omega C_{p1} (R_\Gamma + R_\Theta)} \right]^2}} \times$ $\times \frac{1}{\sqrt{1 + \left( \frac{1}{A \omega C_{p2} R_{\text{ВЫХ } 1}} \right)^2}} \frac{1}{\sqrt{1 + \left( \frac{1}{\omega C_{p3} R_{\text{ВЫХ } 2}} \right)^2}}$
Частотная характеристика в области верхних частот	$Y_B = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega \tau_B)^2}},$ где $\tau_B = \frac{S r_\Theta / 2\pi f_\alpha + C_K r_\Theta R_{\Theta B} S}{1 + K_0 R_\Theta / R_{\Theta B}},$ $R_{\Theta B} = \frac{R_{\text{ВЫХ } 1} R_K R_H}{R_K R_{\text{ВЫХ } 1} + R_{\text{ВЫХ } 1} R_H + R_K R_H}$
Диапазон регулирования	$D_p = \frac{R_{\text{ВЫХ } 2}}{R_{\text{min } 3}}$
Коэффициент гармоник	$K_\Gamma = \frac{U_\Gamma}{4 (U_{\text{ЗИ отс}} - U_{\text{пер}}) [1 + \beta h_{11} \sigma (U_{\text{ЗИ отс}} - U_{\text{пер}})]}$
$C_{p1}$	$C_{p1} = \frac{1}{\omega_H (R_\Gamma + R_\Theta) \sqrt{M_H^2 - 1}},$ где $R_\Theta = \frac{R_{\Theta 1} R_{\Theta 2} R_{\text{ВХ } 1}}{R_{\Theta 1} R_{\Theta 2} + R_{\Theta 1} R_{\text{ВХ } 1} + R_{\text{ВХ } 1} R_{\Theta 2}}$
$C_{p2}$	$C_{p2} = \frac{1}{\omega_H R_{\Theta H} A \sqrt{M_H^2 - 1}}, \text{ где}$ $R_{\Theta H} = \frac{R_{\text{ВЫХ } 1} R_K}{R_{\text{ВЫХ } 1} + R_K} + R_H,$ $A = 1 + S_1 R_{\text{min } 3}$
$C_{p3}$	$C_{p3} = \frac{1}{\omega_H R_{\text{min } 3} \sqrt{M_H^2 - 1}}$
$C_{p4}$	$C_{p4} = \frac{1}{\omega_H R'_3 \sqrt{M_H^2 - 1}}$

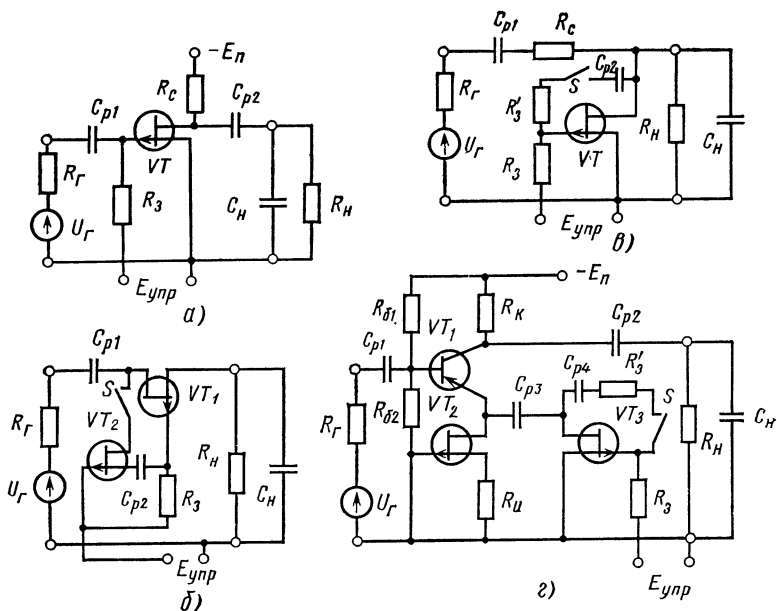


Рис. 2.19. Основные типы регуляторов усиления на ПТ:

*а* — изменением крутизны ПТ; *б* — изменением проводимости с последовательным включением ПТ; *в* — изменением проводимости с параллельным включением ПТ; *г* — изменением глубины ООС с помощью ПТ

## 2.3. ПРИМЕНЕНИЕ ЭЛЕКТРОННЫХ РЕГУЛЯТОРОВ

### РЕГУЛЯТОРЫ УСИЛЕНИЯ ЧАСТОТНО-ИЗБИРАТЕЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Практические схемы регулируемых частотно-избирательных каскадов, работающих на несущей частоте 465 кГц, приведены на рис. 2.20.

В схеме на рис. 2.20, *а* усиление регулируется изменением крутизны характеристики выходного тока полевого тетрода при подаче управляющего напряжения на второй затвор. Диапазон регулирования усилителя, выполненного на транзисторе КП306, превышает 50 дБ, однако требуется изменение управляющего напряжения от +4 до −2 В. Регулировку усиления изменением крутизны, в принципе, можно производить и с помощью полевого триода. Однако в этом случае не удается обеспечить постоянства входной и выходной емкостей ПТ в процессе регулировки, а также ухудшаются частотные свойства регулятора.

В устройстве, собранном по схеме с общей базой (рис. 2.20, *б*), регулировка усиления осуществляется с помощью аттенюатора потенциометрического типа с последовательным включением ПТ, используемого в качестве управляемого сопротивления. Частотные свойства такого регулятора зависят от эквивалентной емкости



$C_{экв}$ , шунтирующей канал ПТ. При продуманном монтаже  $C_{экв}$  в основном определяется емкостью сток — исток ПТ, поэтому регулятор данного типа обладает хорошими частотными свойствами. Диапазон регулирования превышает 60 дБ при изменении регулирующего напряжения от 0 до  $-4$  В. Допустимо включение  $VT2$  по схеме с общим эмиттером, однако в этом случае параметры устройства хуже из-за прямого прохождения сигнала через емкость база — коллектор. К недостаткам рассмотренного регулятора следует отнести малое входное сопротивление при максимальном коэффициенте передачи, что вызывает необходимость частичного включения контура входной цепи.

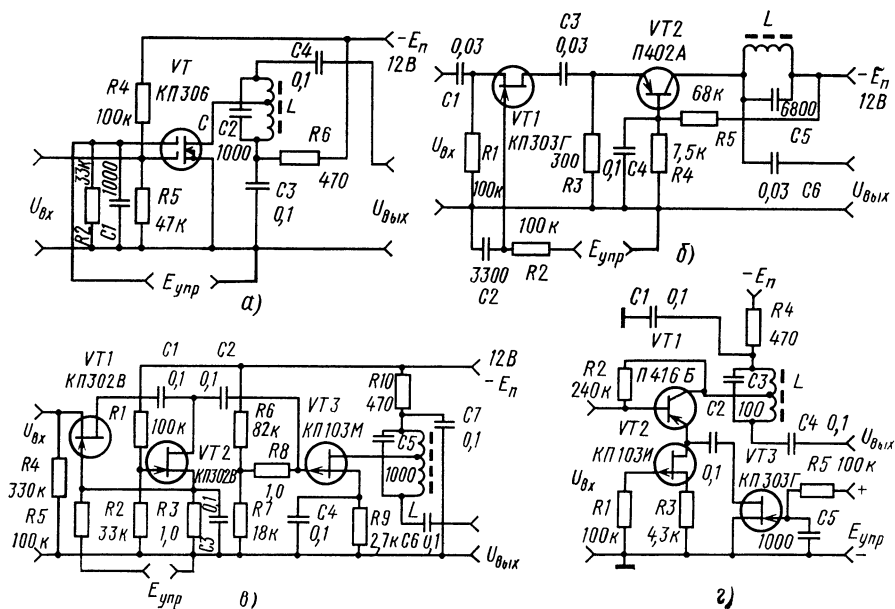


Рис. 2.20. Практические схемы регуляторов усиления на ПТ:

а — изменением крутизны полевого тетрода КП306; б — изменением проводимости ПТ типа КП303Г, в — изменением проводимостей двух ПТ типа КП302В, г — изменением глубины ООС посредством ПТ типа КП303Г

Увеличить эффективность регулировки позволяет регулятор потенциометрического типа (рис. 2.20,в), в котором регулируются одновременно оба плеча. При  $E_{упр}=0$  транзистор  $VT2$  закрыт напряжением, снимаемым с делителя  $R1$  и  $R2$ , и регулятор имеет максимальный коэффициент передачи. При увеличении отрицательного напряжения  $E_{упр}$  выходная проводимость транзистора  $VT2$  растет, а  $VT1$  уменьшается и, следовательно, уменьшается коэффициент передачи регулятора. Диапазон регулирования этого устройства достигает 80 дБ при изменении регулирующего напряжения от 0 до  $-4,5$  В.

Регуляторы, собранные по схемам на рис. 2.20,б, обладают высокой экономичностью, так как регулируемые ПТ работают в ка-

честве управляемых элементов без постоянной составляющей тока в цепях каналов. Однако существенным их недостатком является ухудшение отношения сигнала к шуму на выходе.

От указанного недостатка в известной мере свободен регулятор, изображенный на рис. 2.20,з. Здесь усиление регулируется изменением глубины ООС, охватывающей усилительный каскад на транзисторе  $VT1$ . Регулировка осуществляется изменением выходного сопротивления транзистора  $VT3$ , работающего в омической области характеристик, при отсутствии постоянной составляющей тока в цепи канала. Диапазон регулирования устройства составляет 30 дБ при изменении регулирующего напряжения от 0 до  $-3$  В.

Таким образом, использование ПТ в качестве регулируемых элементов позволяет реализовать частотно-избирательные усилители с эффективной регулировкой усиления. Благодаря высокому входному сопротивлению ПТ электронные регуляторы потребляют незначительную мощность от источника управляющих сигналов. Для расчета основных характеристик регуляторов можно пользоваться соотношениями, приведенными в § 2.2, учитывая влияние междуэлектродных и монтажных емкостей.

#### ШИРОКОПОЛОСНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ С ЭЛЕКТРОННОЙ РЕГУЛИРОВКОЙ УСИЛЕНИЯ

Усилитель, принципиальная схема которого приведена на рис. 2.21, имеет следующие технические характеристики.

##### Технические данные усилителя

Полоса рабочих частот, Гц	20— $10^6$
Неравномерность частотной характеристики в рабочей полосе частот, дБ	$\leq 1$
Диапазон электронной регулировки коэффициента усиления, дБ	60
Максимальный коэффициент усиления, дБ	60
Номинальное выходное напряжение, В	1
Входное сопротивление по управляющему входу, Ом	$10^7$
Входное сопротивление по входу сигнала на частоте 20 Гц, Ом	$10^6$

Усилитель состоит из четырех каскадов. В первом каскаде, представляющем собой истоковый повторитель, используется ПТ типа КП302В. Регулировка усиления осуществляется изменением глубины ООС, охватывающей второй и третий каскады, выполненные на транзисторах ГТ311Е. В качестве регулируемых элементов используются  $VT4$  и  $VT5$  типа КП302В, работающие в режиме управляемого сопротивления при отсутствии постоянной составляющей тока в цепи канала. Транзисторы  $VT3$  и  $VT7$  типа КП101В работают в области усиления и, следовательно, имеют высокие динамические сопротивления, необходимые для реализации широкого диапазона изменения сопротивлений каналов  $VT4$  и  $VT5$ . В выходном каскаде использован транзистор ГТ311Е, включенный

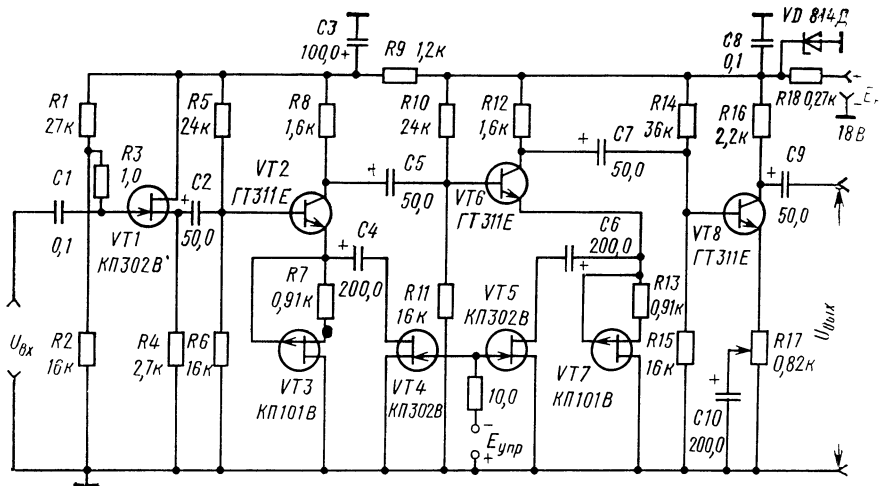


Рис. 2.21. Практическая схема усилителя с электронной регулировкой усиления по схеме с общим эмиттером. С помощью потенциометра  $R17$  осуществляется калибровка коэффициента усиления.

Расчет элементов и характеристик электронных регуляторов используемых в рассматриваемом усилителе, приведен в § 2.2.

## 2.4. ФАЗОВЫЙ ДЕТЕКТОР НА МДП-ТРАНЗИСТОРЕ

На практике широко применяются фазовые детекторы, выполненные по дифференциальным схемам. Использование ПТ в режиме управляемого сопротивления позволяет выполнить фазовый детектор по упрощенной схеме, приведенной на рис. 2.22.

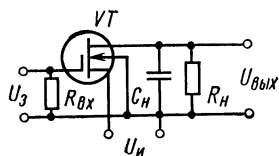


Рис. 2.22. Схема фазового детектора на МДП-транзисторе

Полевым транзистором  $VT$  управляются два напряжения:

$$u_3 = U_{г1} \cos \omega t, u_{н} = U_{г2} \cos (\omega t + \varphi).$$

Для обеспечения достаточной линейности необходимо выполнить условие  $U_3 \gg U_{н}$ , тогда управляющим действием на напряжения  $U_{н}$  можно пренебречь и считать что  $U_{зи} \approx U_3$ .

Зависимость сопротивления канала МДП-транзистора от входного напряжения найдем, используя выражение (2.23) и допуская что  $U_0 = U_{зи\text{отс}}$ , и учитывая (2.2):

$$\begin{aligned} R_{\kappa} &= \frac{1}{\beta (U_{зи\text{отс}} - u_{зи})} = \frac{U_{зи\text{отс}}^2}{2 I_{с0} (U_{зи\text{отс}} - u_{зи})} = \\ &= R_{\kappa 0} \frac{U_{зи\text{отс}}}{U_{зи\text{отс}} - u_{зи}}, \end{aligned}$$

здесь  $R_{к0}$  — сопротивление канала МДП-транзистора в рабочей точке при  $U_{зи} = 0$ .

Через канал ПТ протекает ток

$$i_c = \frac{u_{и} - u_{вых}}{R_k} = \frac{U_{г2} \cos(\omega t + \varphi) - u_{вых}}{R_{к0} U_{зи отс}} (U_{зи отс} - U_{г1} \cos \omega t).$$

Полезным продуктом детектирования является постоянная составляющая тока стока.

Выполнив условия  $R_n \ll 1/\omega C_n$  и  $R_n \gg R_{к0}$ , нетрудно определить напряжение на выходе детектора:

$$u_{вых} \approx \frac{1}{2} \frac{U_{г1} U_{г2}}{U_{зи отс}} \cos \varphi.$$

Коэффициент передачи детектора определяется по формуле

$$K_d = \frac{u_{вых}}{U_{г2} \cos \varphi} = \frac{1}{2} \frac{U_{г1}}{U_{зи отс}}. \quad (2.48)$$

Экспериментальные исследования фазового детектора на МДП-транзисторах со встроенным каналом типа КП305 показали, что амплитуда напряжения  $U_{г1}$  может достигать значений  $0,9 U_{зи отс}$ , а напряжение  $U_{г2}$  желательно выбирать не более  $0,1 U_{зи отс}$ . Верхняя рабочая частота детектора ограничена влиянием междуэлектродных емкостей ПТ. Следует отметить, что в детекторе можно использовать и ПТ с  $p-n$ -переходом. Однако в этом случае  $U_{г1}$  не должно превышать 0,6 В. В противном случае возникнут прямые токи затвора и нормальная работа детектора нарушится.

## 2.5. АМПЛИТУДНЫЕ, ЧАСТОТНЫЕ И БАЛАНСНЫЕ МОДУЛЯТОРЫ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Полевые транзисторы в режиме управляемого сопротивления являются перспективными элементами для разнообразных схем модуляторов. Рассмотрим принципы построения основных типов модуляторов и методы модуляции с использованием ПТ.

Устройство, изображенное на рис. 2.23, позволяет осуществить амплитудную модуляцию. Принцип действия основан на изменении коэффициента передачи устройства, усиливающего напряжение несущей частоты  $\omega$ , при подаче на вход ПТ модулирующего напряжения  $\Omega$ . Здесь ПТ выполняет функцию управляемого сопротивления в цепи ООС усилителя.

Как известно, коэффициент усиления устройства с ООС определяется выражением

$$K_{оос} = K / (1 + \beta_{оос} K),$$

где  $K$  — коэффициент усиления устройства без ООС;  $\beta_{оос} = U_{св} / U_{вых} = R_k / (R_k + R_{ос})$  — коэффициент обратной связи.

На практике нетрудно обеспечить, чтобы выполнялись условия  $\beta_{оос}K \gg 1$  и  $R_{ос} \gg R_k$ . Тогда выражение для  $K_{оос}$  упростится:

$$K_{оос} \approx R_{ос}/R_k.$$

Выражая  $R_k$  через параметры ПТ, согласно (2.21), допустив, что  $U_0 = U_{зи отс}$ , найдем

$$\begin{aligned} K_{оос} &\approx \frac{U_{вых}}{U_{\omega}} \approx \frac{R_{ос}}{R_{к0} U_{зи отс}} (U_{зи отс} - U_{\Omega}) = \\ &= \frac{S_0 R_{ос}}{U_{зи отс}} (U_{зи отс} - U_{\Omega}). \end{aligned}$$

Последнее выражение можно записать в более удобной форме:

$$U_{вых} \approx S_0 R_{ос} U_{\omega} - \frac{S_0 R_{ос}}{U_{зи отс}} U_{\Omega} U_{\omega}.$$

Анализируя это уравнение, нетрудно увидеть, что выходное напряжение является линейной функцией модулирующего напряжения  $U_{\Omega}$ . Таким образом, устройство выполняет функцию амплитудного модулятора.

При реализации рассмотренного способа модуляции целесообразно использовать ПТ простой конструкции, имеющие характеристики передачи, близкие к квадратичной и содержащие элементы линеаризации ВАХ. Для обеспечения постоянства режима усилителя, его высокой стабильности желательно, чтобы по постоянному току коэффициент  $\beta_{оос}$  не менялся и был близок к 1. Это достигается включением разделительного конденсатора между стоком ПТ и инвертирующим входом усилителя.

Применение ПТ в задающих генераторах позволяет осуществить электронную перестройку частоты в широких пределах, а также широкополосную частотную модуляцию. Для этого в фазированных цепях генераторов резисторы заменяют на ПТ в каче-

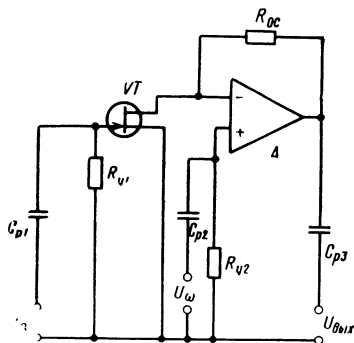


Рис. 2.23. Схема амплитудного модулятора на ПТ

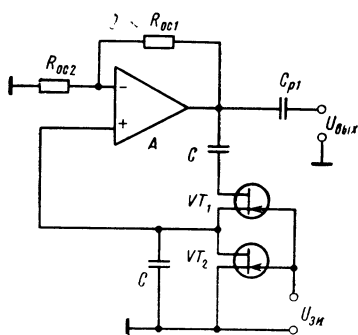


Рис. 2.24. Схема генератора с электронной перестройкой частоты и широкополосной частотной модуляцией

стве управляемых сопротивлений. Желательно использовать фазирующие цепи с минимальным числом резисторов. На практике широкое распространение получили генераторы с полосовой фазирующей цепью. Один из возможных вариантов такого генератора приведен на рис. 2.24. Здесь фазирующая цепь образована двумя конденсаторами  $C$  и двумя сопротивлениями каналов ПТ. При равенстве одноименных элементов фазирующей цепи частота генерации рассчитывается по известной формуле:

$$\omega_0 = 1/R_k C.$$

На выход ПТ подают постоянное управляющее напряжение  $E_{\text{упр}}$  и модулирующее напряжение  $U_{\Omega}$ :

$$U_{\text{зи}} = E_{\text{упр}} + U_{\Omega}.$$

Учитывая это и выражая  $R_k$  через параметры ПТ, согласно (2.21) получаем

$$\omega_0 = \frac{S_0}{CU_{\text{зи отс}}} (U_{\text{зи отс}} - E_{\text{упр}} - U_{\Omega}).$$

Из этого выражения нетрудно видеть, что частота генерации является линейной функцией управляющих напряжений  $E_{\text{упр}}$  и  $U_{\Omega}$ . При изменении напряжения  $E_{\text{упр}}$  происходит электронная перестройка частоты, а при подаче напряжения  $U_{\Omega}$  — частотная модуляция.

В генераторах, реализующих такой способ перестройки частоты и модуляции, целесообразно применять ПТ, имеющие близкие параметры: например, двоянные ПТ типа КПС104, согласованные пары ПТ КП103МР и другие, а также ИС серии К504. Для уменьшения нелинейных искажений целесообразно использовать элементы линеаризации ВАХ ПТ и обеспечить работу генератора при малых напряжениях, прикладываемых к каналам ПТ. Тогда удастся разрабатывать измерительные генераторы с электронной перестройкой частоты в декадных поддиапазонах и осуществлять широкополосную ЧМ с нелинейными искажениями, не превышающими 1% [75]. Таких показателей невозможно добиться при традиционных способах электронной перестройки частоты и ЧМ с помощью управляемых емкостей (варикапов, стабилитронов и т. д.).

В однополосной радиосвязи и в других областях находят применение балансные модуляторы, обычно выполняемые по дифференциальным схемам, которые требуют тщательной настройки. Новые перспективы в разработке балансных модуляторов открываются при использовании в них ПТ в качестве управляемого сопротивления.

Рассмотрим способ осуществления балансной модуляции с помощью ПТ. Балансный модулятор, схема которого приведена на рис. 2.25, эффективно подавляет несущую частоту без регулировки баланса. Принцип действия модулятора основан на использовании ПТ в качестве сопротивления, управляемого напряжением высокой частоты  $\omega$ . На сопротивлении канала ПТ выделяется на-

пряжение ООС, следовательно, оно влияет на коэффициент усиления схемы. Если пренебречь влиянием сопротивления источника сигнала  $R_r$ , сопротивлений баз  $r_b$  и эмиттеров  $r_z$ , транзисторов  $VT1$  и  $VT2$ , то коэффициент передачи устройства можно определить из простого соотношения:

$$K_u \approx 2m R_0/R_K = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}, \quad (2.49)$$

где  $R_0$  — сопротивление контура на резонансной частоте  $\omega$ ;  $m = L_{\text{св}}/L_K$  — коэффициент связи контура с нагрузкой.

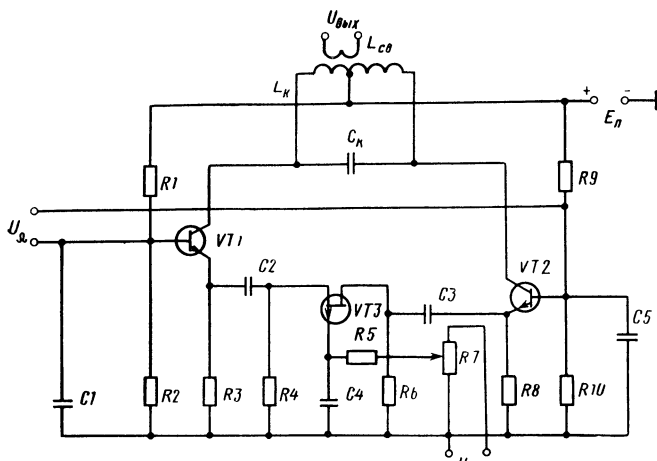


Рис. 2.25. Схема балансного модулятора на ПТ

Сопротивление канала  $R_K$  нетрудно найти, используя выражение (2.21), приняв  $U_0 = U_{\text{зиотс}}$ :

$$R_K = R_{K0} U_{\text{зиотс}} / (U_{\text{зиотс}} - U_{\text{зи}}). \quad (2.50)$$

На вход ПТ подается напряжение смещения  $U_{30}$  и напряжение несущей частоты:

$$U_{\text{зи}} = U_{30} + U_{\omega} \cos \omega t. \quad (2.51)$$

На вход биполярных транзисторов подается напряжение низкой частоты:

$$U_{\text{вх}} = U_{\Omega} \cos \Omega t. \quad (2.52)$$

Найдем напряжение на выходе модулятора, подставив (2.50) и (2.49) и учтя (2.51) и (2.52):

$$U_{\text{вых}} = 2m \frac{R_0}{R_K} U_{\text{вх}} = \frac{2m R_0}{R_{K0} U_{\text{зиотс}}} (U_{\text{зиотс}} - U_{30} - U_{\omega} \cos \omega t) U_{\Omega} \cos \Omega t. \quad (2.53)$$

Выполнив элементарное преобразование и учтя, что постоянная составляющая сигнала на выходе устройства отсутствует, найдем:

$$U_{\text{вых}} = \frac{R_0 m}{R_{\text{к0}} U_{\text{зи отс}}} U_{\Omega} U_{\omega} [\cos(\omega - \Omega) + \cos(\omega + \Omega)]. \quad (2.54)$$

Таким образом, согласно (2.54) на выходе устройства будут присутствовать верхняя  $(\omega + \Omega)$  и нижняя  $(\omega - \Omega)$  боковые полосы и подавлено колебание с несущей частотой  $\omega$ .

Экспериментальное исследование описанного устройства показало, что при использовании ПТ простой конструкции КП101 с параметрами  $R_{\text{к0}} = 1 \text{ кОм}$  и  $U_{\text{зи отс}} = 6 \text{ В}$  при несущей частоте  $465 \text{ кГц}$  можно добиться ее подавления до 60 дБ. Эффективность подавления несущей частоты зависит от симметричности конструкции ПТ. В частности, желательно, чтобы емкости  $C_{\text{зс}}$  и  $C_{\text{зи}}$  были равны. Емкости  $C_1$  и  $C_5$  выбираются таким образом, чтобы выполнялось неравенство

$$1/\Omega C_1 = 1/\Omega C_5 \gg 1/\omega C_1 = 1/\omega C_5 \gg R_{\Gamma}.$$

## 2.6. АВТОГЕНЕРАТОР С ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Генератор с ЧМ разработан для малогабаритного передатчика производственной связи. Рассматриваемый генератор может найти применение в аппаратуре автоматики и телемеханики, в измерительной технике и т. п., особенно в тех случаях, когда требуется получение широкополосной ЧМ при низкой несущей частоте (менее  $200 \text{ кГц}$ ).

Как видно из схемы, приведенной на рис. 2.26, генератор состоит из усилителя и трехзвенной фазирующей  $RC$ -цепи. При равенстве параметров одноименных элементов фазирующей цепи ( $C_1 = C_2 = C_3 = C$  и  $R_1 = R_2 = R_3 = R$ ) частоту генерации и затухание сигнала в цепи положительной обратной связи можно определить по известным формулам:

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = 1/RC \sqrt{3(1+n)}, \quad \gamma_0 = 14 + (3n^2 + 12)/n, \quad (2.55)$$

где  $n = R_{\text{вх}}/(R_{\text{вх}} + R)$ ,  $R_{\text{вх}}$  — входное сопротивление усилителя.

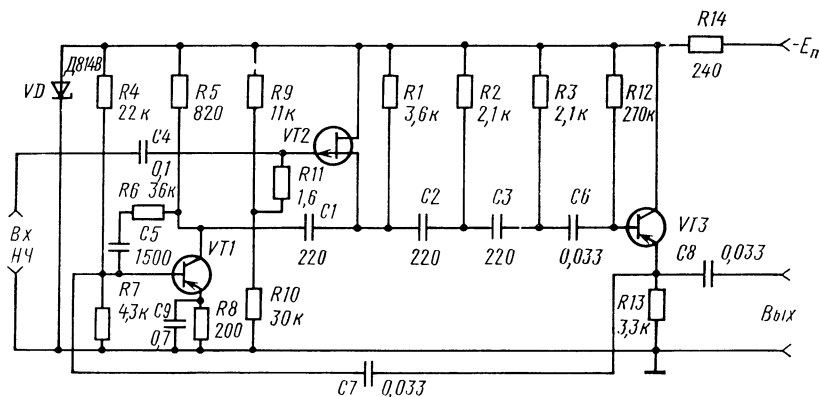


Рис. 2.26. Принципиальная схема автогенератора



Если в качестве сопротивлений фазирующей цепи использовать сопротивления каналов ПТ в крутой области выходных характеристик, то в тех случаях, когда справедливо соотношение (2.21), частоту генерации и точки для расчета модуляционной характеристики можно определить по формуле

$$f_0 = \frac{G_0}{2\pi C \sqrt{3(1+n)}} - \frac{G_0 U_{3и}}{2\pi U_{3и\text{отс}} C \sqrt{3(1+n)}},$$

где  $U_{3и} = U_{30} + U_{\Omega}$ ;  $U_{30}$  — постоянное напряжение смещения, используемое для установки несущей частоты;  $U_{\Omega}$  — амплитуда модулирующего НЧ напряжения.

Из последнего выражения следует, что зависимость частоты от управляющего напряжения  $U_{3и}$  является линейной функцией, тангенс угла наклона которой

$$\operatorname{tg} \varphi = G_0 / 2\pi U_{3и\text{отс}} C \sqrt{3(1+n)}.$$

Исследования показали, что для получения требуемой модуляционной характеристики достаточно использовать в качестве управляемого сопротивления только один ПТ.

Для осуществления ЧМ параллельно резистору  $R1$  подключен  $VT2$  типа КП101Д. Такое решение позволило получить линейную модуляционную характеристику (рис. 2.27, а) для заданного отклонения частоты, которой не удавалось добиться при использовании управляемых емкостей (варикапов, стабилитро-

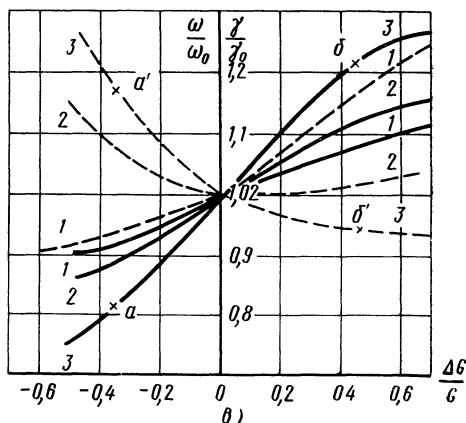
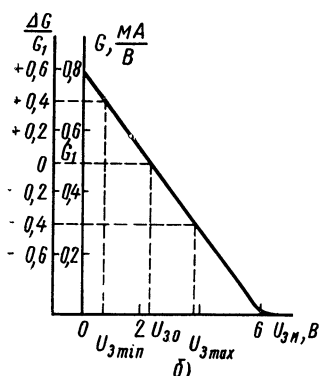
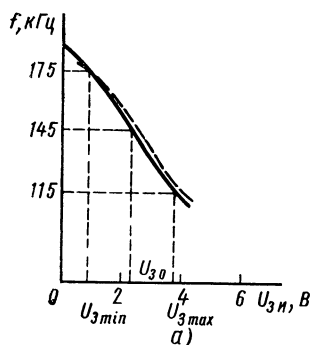


Рис. 2.27. Характеристики автогенератора:

$\alpha$  — статическая модуляционная характеристика: ——— теоретическая, — — — экспериментальная;  $\beta$  — зависимость проводимости канала от напряжения затвор — исток ПТ;  $\gamma$  — зависимость частотного отклонения (——) и глубины паразитной АМ (— — —) от проводимости регулируемых элементов

нов) и управляемых сопротивлений (диодов, биполярных транзисторов).

Кроме того, применение ПТ в фазирующей цепи позволило повысить термостабильность частоты. Подбором резистора  $R1$  удается уменьшить влияние канала ПТ, имеющего высокий положительный температурный коэффициент сопротивления, и этим добиться минимального ухода частоты автогенератора при изменении температуры.

Если не все резисторы фазирующей цепи заменяются ПТ, выражение (2.55) непригодно. Необходимые для этого случая расчетные формулы и методика расчета приведены ниже.

#### Технические данные автогенератора

Несущая частота, кГц . . . . .	145
Девияция частоты, кГц . . . . .	30
Интервал рабочих температур, °C . . . . .	4—40
Относительная нестабильность частоты, %, не более . . . . .	0,12
Напряжение источника питания, В . . . . .	12
Входное сопротивление по входу НЧ на частоте 30 Гц, МОм . . . . .	1

Рассмотрим методику расчета автогенератора с указанными выше данными.

1. Исходя из вариантов, рассмотренных в [77], выбирают схему генератора с трехзвенной фазирующей цепью и параллельным включением резисторов (рис. 2.26).

2. Пользуясь результатами § 2.1, выбирают тип ПТ, имеющий зависимость  $G=f(U_{зи})$  омической области характеристик, наиболее близкую к линейной. Этому требованию удовлетворяют транзисторы типа КП101, зависимость  $G=f(U_{зи})$  в омической области характеристик показана на рис. 2.27,б.

3. Учитывая, что число перестраиваемых элементов должно быть минимальным, лишь один резистор в фазирующей цепи заменяют ПТ. В этом случае согласно [77] формулы для расчета  $\omega_0$  и  $\gamma_0$  при  $n=1$  имеют вид:

$$\omega_0 = \sqrt{1/[R1C3(C1 + C2)(R2 + R3) + R2C2(R1C1 + R3C3)]},$$

$$\gamma_0 = [1/C1(1/R1 + 1/R2 + 1/R3) + 1/C2(1/R2 + 1/R3) + 1/C3R3][C1R1 + C2(R1 + R2) + C3(R2 + R3)] - 1.$$

Используя уравнения и заменяя один из трех резисторов схемы на рис. 2.26 на ПТ, получают кривые для определения частотного отклонения  $\omega/\omega_0$  и глубины паразитной АМ (см. рис. 2.27,в). Кривые 1—1 соответствуют замене  $R1$  сопротивлением канала ПТ, 2—2 — замене  $R2$  сопротивлением канала ПТ и 3—3 — замене  $R3$  сопротивлением канала ПТ.

Анализируя эти кривые, находим, что требуемое отклонение частоты (30/145  $\approx$  0,2) обеспечивается при перестройке частоты сопротивлением канала ПТ при замене им резистора  $R1$ . Определяем линейный участок характеристики ( $a$ — $b$ ) и рабочую точку.

Проводимость канала в рабочей точке  $G=1,05G1$ . Из рис. 2.27,в следует, что при изменении проводимости канала ПТ на 40% частотное отклонение достигает требуемого значения при изменении затухания цепи обратной связи (кривая  $a$ — $b$ ) на 17%.

Выбираем рабочую точку ПТ, пользуясь зависимостью на рис. 2.27,б. Проводимость канала в рабочей точке выбираем равной  $0,5 \times 10^{-3}$  мА/В, для чего к участку затвор — исток следует приложить постоянное управляющее напряжение  $U_{30} = 2,2$  В.

Так как кривые на рис. 2.27,в построены в относительных единицах, изменение проводимости канала также выражаем в относительных единицах, как показано на рис. 2.27,б. Статическая модуляционная характеристика строится методом переноса точек с использованием выбранной кривой  $\omega/\omega_0 = f(\Delta G/G)$  из рис. 2.27,в и зависимости  $\Delta G/G = f(U_{30})$  (рис. 2.27,б). Построенная таким образом статическая модуляционная характеристика, изображенная на рис. 2.27,а штриховой линией, достаточно хорошо совпадает с экспериментальной, показанной там же.

Уточняем положение рабочей точки ПТ, выбирая  $U_{30} = 2,1$  В, что соответствует середине линейного участка модуляционной характеристики. По последней находим, что для получения девиации около 20% амплитуда модулирующей частоты  $U_{\Omega} = 1,5$  В.

Производим расчет элементов фазирующей цепи:

$$R = R2 = R3 = (1 + \Delta G/G)/G = 1,05/0,5 \cdot 10^{-3} = 2,1 \cdot 10^3 \text{ Ом.}$$

Из выражения (2.37), полагая  $n=1$ , находим

$$C = C1 = C2 = C3 = 1/\omega R\sqrt{6} = 1/2 \cdot 3,14 \cdot 145 \cdot 10^3 \cdot 2,1 \cdot 10^3 \sqrt{6} = 213 \cdot 10^{-12} \text{ Ф.}$$

Остальные элементы рассчитываются обычным образом.

Применение ПТ в автогенераторе позволило получить: линейную модуляционную характеристику для девиации 30 кГц при относительно низкой несущей частоте 145 кГц в простой схеме; повышенную стабильность частоты; высокое входное сопротивление частотного модулятора; хорошую развязку автогенератора и источника модулирующего напряжения.

## 2.7. РАСЧЕТ УСИЛИТЕЛЯ С АРУ

В устройствах измерения и контроля показателей радиовещательной аппаратуры, в устройствах дистанционного управления и т. д. находят широкое применение усилители с АРУ. Форма входных сигналов таких устройств отличается от формы радиовещательного сигнала симметричностью и представляет собой гармоническое или модулированное колебание. Им не присущи искажения типа «щелчки срабатывания», «закликивания». Поэтому регулируемые каскады усилителей с АРУ могут быть выполнены по одноконтурной схеме, при этом применяется регулировка изменением крутизны активного элемента без наличия в схеме дросселей высокой индуктивности. На выходе управляющих устройств таких авторегуляторов можно использовать однополупериодные выпрямители. Динамический диапазон входных уровней сигналов может быть достаточно широким (более 60 дБ). В таких случаях приходится использовать несколько регулируемых каскадов, иногда отличающихся способами регулировки. Ниже рассматривается расчет усилителя с комбинированной АРУ с задержкой. На

рис. 2.28 приведена схема усилителя, где регулировка усиления осуществляется каскадами на транзисторах  $VT_1$  и  $VT_2$ . Первый каскад выполняет функции входного устройства и регулятора усиления изменением крутизны ПТ в области усиления. Такая схема регулятора отличается простотой и практически не ухудшает отношения сигнал-шум. Каскад на транзисторе  $VT_2$  представляет

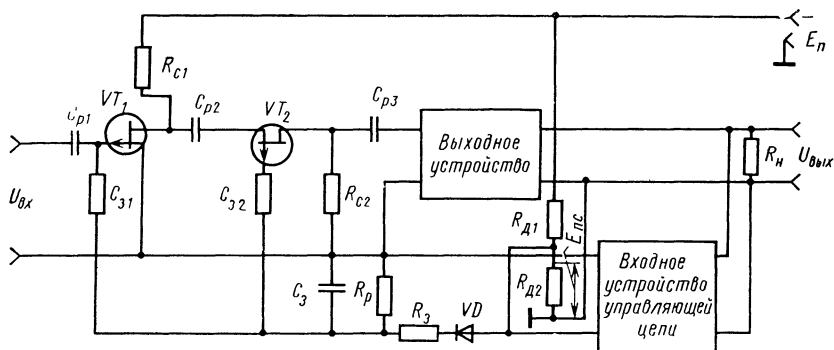


Рис. 2.28. Схема усилителя с АРУ

собой регулятор потенциометрического типа с последовательным включением ПТ, работающим в режиме управляемого сопротивления. Регулируемые каскады имеют максимальные коэффициенты передачи до тех пор, пока напряжение на выходе усилителя не превышает заданного минимального значения  $U_{min}$ . Если напряжение на выходе становится больше  $U_{min}$ , то на выходе устройства управления уровень сигнала превысит напряжение противосмещения. В этом случае открывается диод  $VD$  и  $C_3$  заряжается. Напряжение, снимаемое с элементов  $C_3$ ,  $R_p$ , прикладывается ко входам регулируемых ПТ, уменьшает их коэффициент передачи и, следовательно, общий коэффициент усиления авторегулятора. При изменении напряжения входных сигналов в  $D$  раз напряжение на выходе авторегулятора меняется в  $d$  раз ( $D \gg d$ ).

Рассмотрим последовательность расчета усилителя с АРУ.

1 Определяют общий максимальный коэффициент передачи усилителя:

$$K_{общ} = K_{p1} K_{p2} K_{вых} = U_{вых \max} / U_{вх \min}$$

где  $K_{p1}$ ,  $K_{p2}$  — коэффициенты усиления регулируемого каскада на транзисторах  $VT_1$  и  $VT_2$ .

2. Выбирают типы транзисторов регулируемых каскадов

3 Рассчитывают коэффициент:

$$K_{p1} = S_{i1} R_{c1} / (1 + R_{c1} G_{i1})$$

Значения  $S_{i1}$  и  $G_{i1}$  определяют, используя выходную характеристику ПТ при выбранном сопротивлении стоковой нагрузки  $R_{c1}$ , задавая значения напряжения  $U_{зи}$  в пределах от  $U_k$  до  $U_0$ .

4. Второй регулируемый каскад рассчитывают с учетом предложения, что первый регулируемый каскад работал в режиме холостого хода:

$$K_{p2} = R_{\partial 2} / (R_{\partial 2} + 1/G_{i2} + R_{\text{вых } 1}),$$

где  $R_{\text{вых } 1} = R_{c1} / (1 + R_{c1} G_{i1})$ .

Значения  $G_{i2}$  определяют по графику зависимости  $G = f(U_{\text{зи}})$  транзистора VT2 в крутой области характеристики.

Максимальный диапазон регулирования коэффициента передачи второго каскада:

$$D_{p2} = D_2 (1 - K_{p2 \text{ max}}).$$

Учитывая это обстоятельство, по заданному  $K_{p2 \text{ max}}$  определяют

$$R_{\partial 2} = \left( \frac{1}{G_{i2 \text{ max}}} + R_{\text{вых } 1} \right) / \left( \frac{1}{K_{p2 \text{ max}}} - 1 \right).$$

Значение  $R_{\text{вых } 1}$  берут, принимая, что в области усиления характеристик VT1  $G_{i1} = G_{\text{max}}$ . Сопротивление  $R_{\partial 2}$  представляет собой параллельное соединение резистора  $R_{c2}$  и входного сопротивления выходного устройства  $R_{\text{вх } 3}$ . При известном  $R_{\text{вх } 3}$  требуемое  $R_{\partial 2}$  обеспечивается при

$$R_{c2} = R_{\text{вх } 3} R_{\partial 2} / (R_{\text{вх } 3} - R_{\partial 2}).$$

5. Строят зависимость  $K_p = f(U_{\text{зи}})$ , используя результаты предыдущих расчетов. Определяют значения  $K_{p \text{ max}}$ , полагая, что в этом случае  $U_{\text{зи}} = 0$ .

6. Рассчитывают минимальный коэффициент передачи регулируемых каскадов и по графику  $K_p = f(U_{\text{зи}})$  находят соответствующее ему регулирующее напряжение  $U_{p \text{ max}} = U_{3 \text{ max}}$ .

7. Определяют коэффициент передачи выходного устройства

$$K_{\text{вых}} = K_{\text{общ}} / K_{p \text{ max}}.$$

8. Определяют максимальные значения нелинейных искажений, вносимых регулируемыми каскадами

$$K_{r1} = U_{\text{вх.р1}} / 4 (U_{\text{зи отс}} - U_{3 \text{ max}}),$$

$$K_{r2} = U_{\text{вх.р2}} / 4 (U_{\text{зи отс}} - U_{3 \text{ max}}) (1 + R_{\text{вх } 3} G_{\text{min}}).$$

Если нелинейные искажения превышают заданные, то в схему авторегулятора следует внести изменение. Для обеспечения максимальных значений  $U_{\text{вх р1}}$  и  $U_{\text{вх р2}}$ , при которых  $K_{r1}$  и  $K_{r2}$  не превышают заданных значений, возможны следующие технические решения: выполнение регулируемых каскадов по двухтактным схемам, включение аттенуатора на входе устройства, увеличение числа регулируемых каскадов.

9. Определяют коэффициент передачи входного устройства управляющей цепи

$$K_{\text{упр}} = \frac{U_{3 \text{ max}} - U_{3 \text{ min}}}{U_{\text{вых min}} (d K_{\text{выпр}} - 1) \sqrt{2}} = \frac{\Delta E_3}{U_{\text{вых min}} (d K_{\text{выпр}} - 1) \sqrt{2}},$$

где  $K_{\text{выпр}} = 0,8 - 1$  — коэффициент передачи выпрямителя.

10. Определяют напряжение противосмещения

$$E_{\text{пс}} = \Delta E_3 / (d K_{\text{выпр}} - 1).$$

11. Рассчитывают остальные элементы схемы.

чениями  $U_{\text{вых}}$  в пределах от 0 до  $U_{\text{вых max}}$  и находят соответствующие им значения регулирующего напряжения  $U_{\text{pi}}$ .

13. Пользуясь зависимостью  $K_p = f(U_{3и})$ , по найденным значениям  $U_{pi}$  определяют  $K_{pi}$ . Затем определяют  $U_{вх i}$ , соответствующие полученным выше значениям  $K_{pi}$ :

$$U_{BX\ i} = U_{BYX\ i} / K_{BYX} K_{pi}.$$

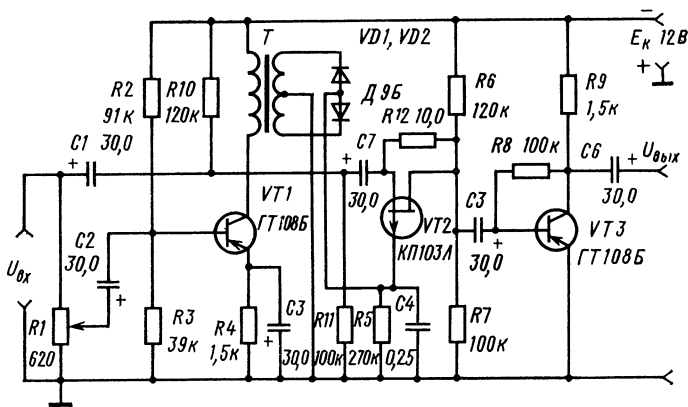
14. Строят характеристику автоматической регулировки усиления

$$U_{\text{ВЫХ}} = f(U_{\text{ВХ}}).$$

## 2.8. ПРИМЕНЕНИЕ АВТОРЕГУЛЯТОРОВ

# РАСШИРИТЕЛЬ ДИНАМИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА УРОВНЕЙ СИГНАЛОВ

Устройство, принципиальная схема которого приведена на рис. 2.29, позволяет расширить динамический диапазон входных уровней от 40 до 60 дБ на выходе и имеет технические данные, приведенные ниже.



**Рис. 2 29** Практическая схема расширителя динамического диапазона уровней

Устройство выполнено по схеме с прямой регулировкой со входа. Расширение динамического диапазона осуществляется с помощью ПТ VT2 типа КП103Л, который используется в качестве сопротивления, управляемого напряжением.

Для осуществления автоматической регулировки коэффициента передачи на ПТ  $VT2$  с нагрузки двухполупериодного выпрямителя подается регулирующее напряжение  $U_{\text{рег}}$ . Кроме того, транзистором  $VT2$  управляет напряжение  $E_0$  на резисторе  $R7$ . Это напряжение является запирающим для ПТ и служит для установки рабочей точки. Выбором последнего можно добиться такого режима работы схемы, что при сигналах, меньших минимально полезного, она закрыта. Тогда все помехи во время отсутствия по-

лезного сигнала не будут прослушиваться на выходе. Таким образом, устройство может выполнять функции шумоподавителя.

При увеличении входного уровня растет регулирующее напряжение, которое включено «навстречу» постоянному смещению (напряжению на  $R_7$ ). Управляющее напряжение между истоком и затвором уменьшается, что приводит к уменьшению сопротивления канала  $VT_2$  и, следовательно, к увеличению коэффициента передачи схемы.

В расширителе использован регулятор усиления потенциометрического типа с последовательным включением ПТ  $VT_2$ , коэффициент передачи которого

$$K \approx R_9 / \left[ R_9 + \frac{U_{\text{ЗИ отс}}}{G_0 (U_{\text{ЗИ отс}} - E_0 + U_{\text{пер}})} + R_{\text{вх}} \right],$$

где  $R_9 = R_6 R_7 R_{\text{вх}3} / (R_6 R_7 + R_6 R_{\text{вх}3} + R_7 R_{\text{вх}3})$ ;  $R_{\text{вх}} = R_1 R_I / (R_1 + R_I)$ .

Схема не критична к выбору транзисторов. Вместо транзисторов КП103Л можно использовать транзисторы КП101, КП102 и КП103 любых групп. Требуемый диапазон расширения устанавливается с помощью резистора  $R_I$ . Дополнительное расширение динамического диапазона уровней можно получить, используя в устройстве ПТ с более высокой чувствительностью (см. табл. 4.2).

С точки зрения нелинейных искажений целесообразно выбирать ПТ с высоким напряжением отсечки. В рассматриваемом устройстве нетрудно получить нелинейные искажения менее 1%. Это объясняется тем, что в области максимальной нелинейности ПТ (вблизи напряжения отсечки) к каналу последнего прикладывается минимальное напряжение сигнала.

Основное достоинство расширителя на ПТ заключается в том, что через канал не протекает постоянная составляющая тока, а следовательно, при регулировке не изменяется постоянная составляющая. Это позволяет создать простую схему расширителя динамического диапазона уровней, свободную от специфических нелинейных искажений, присущих схемам на электронных лампах и биполярных транзисторах.

#### Технические данные расширителя

Минимальное входное напряжение, мВ	. . . . .	1
Максимальное входное напряжение, мВ	. . . . .	100
Минимальное выходное напряжение, мВ	. . . . .	2,4
Максимальное выходное напряжение, В	. . . . .	2,4
Время срабатывания $t_{\text{ср}}$ , мс	. . . . .	1
Время восстановления $t_{\text{в}}$ , с	. . . . .	0,2
Неравномерность частотной характеристики, дБ, в полосе 30 Гц—15 кГц, не более	. . . . .	1

#### УСТРОЙСТВО ШУМОПОДАВЛЕНИЯ

Для уменьшения шумов в паузах при воспроизведении магнитных записей в серийно выпускаемых комбинированных устройствах типа Вега-115 и Вега-117 применен шумоподавитель на ПТ

типа КП303А. Устройство (рис. 2.30) представляет собой инерционный авторегулятор коэффициента передачи. Подавление шумов в паузах обеспечивает электронный регулятор потенциометрического типа с включением ПТ в качестве управляемого сопротивления параллельно нагрузке. Особенности расчета и работы та-

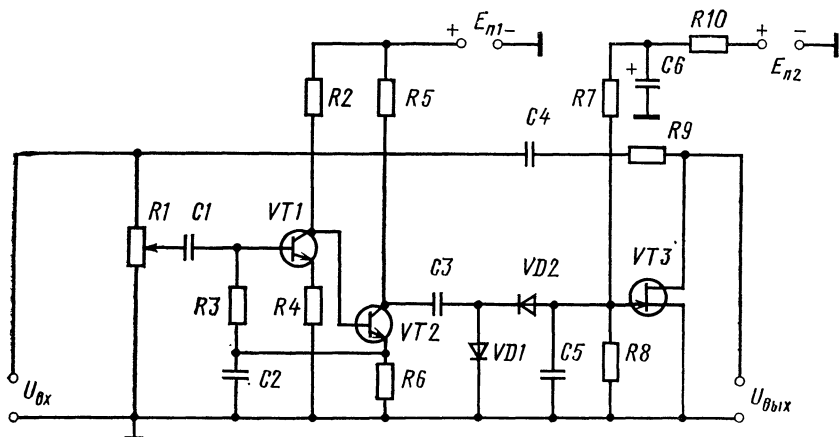


Рис. 2.30. Принципиальная схема устройства шумоподавления

кого электронного регулятора описаны в § 2.2. При наличии сигнала на входе коэффициент передачи устройства имеет максимальное значение. В этом случае регулируемый элемент — транзистор  $VT3$  находится в закрытом состоянии. Управляющее напряжение, превышающее напряжение отсечки ПТ, формируется путем усиления части входного напряжения (снимаемой с потенциометра  $R1$ ) транзисторами  $VT1$  и  $VT2$  и выпрямления схемой удвоения напряжения на диодах  $VD1$ ,  $VD2$ .

В паузах, когда на входе устройства присутствует только шумовое напряжение, на выходе выпрямителя резко снижается управляющее напряжение. Электронный регулятор переходит в состояние с минимальным коэффициентом передачи.

В устройствах используется ПТ с малым напряжением отсечки. Для того чтобы в паузах обеспечить сопротивление канала ПТ, близкое к  $R_{\text{сиотк}}$ , необходимо компенсировать запирающее напряжение, обусловленное усилением и выпрямлением шумового напряжения. Для этого от источника  $E_{п2}$  ко входу ПТ прикладывается отпирающее напряжение. При низких уровнях шумов может оказаться, что запирающее напряжение на выходе выпрямителя отсутствует, так как оно полностью скомпенсировано отпирающим напряжением. В этом случае через  $p-n$ -переход ПТ может протекать малый прямой ток затвора, ограниченный в основном высокоомным резистором  $R7$ , сопротивление канала принимает значение, меньшее  $R_{\text{отк}}$ , а коэффициент передачи устройства становится минимально возможным. Порог срабатывания шу-



моподавителя устанавливается потенциометром  $R1$ . Ослабление шумового напряжения в паузах можно рассчитать, используя соотношения, приведенные в § 2.2. Оно зависит от сопротивления нагрузки, сопротивления резистора  $R9$  и минимального сопротивления канала. Реальное ослабление шумов в паузах 30—40 дБ.

### ПОРТАТИВНЫЙ ПРИЕМНИК С ВЫСОКОЭФФЕКТИВНОЙ АРУ

При проведении исследовательских работ по внедрению производственной связи необходим портативный приемник, работающий в диапазоне частот 30—150 кГц и обладающий высокими качественными показателями при малых габаритных размерах и массе. В зависимости от расстояния между приемником и стационарной передающей антенной, влияния окружающей среды и других факторов уровни сигнала на входе приемника могут изменяться на 60 дБ.

Поэтому основным требованием, предъявляемым к такому приемнику, является высокоэффективная АРУ. Принципиальная схема приемника, в котором АРУ производится с помощью ПТ, приведена на рис. 2.31. Технические данные приемника приведены ниже.

#### Технические данные приемника

Диапазон входных уровней, дБ . . . . .	60
Диапазон выходных уровней, дБ . . . . .	2
Чувствительность приемника по входу, мкВ, не хуже . . . . .	100
Диапазон рабочих частот, кГц . . . . .	30—150
Избирательность приемника по соседнему каналу, дБ, не хуже . . . . .	40
Ослабление зеркальной помехи, дБ, не хуже . . . . .	30
Входная мощность, мВт . . . . .	100
Приемник сохраняет работоспособность при температурах, °С . . . . .	—30 +50
Габаритные размеры корпуса, мм . . . . .	170×80×30
Масса приемника, г . . . . .	400
Питание от аккумулятора	

В приемнике применена комбинированная схема АРУ с задержкой, по своей эффективности равноценная известным схемам АРУ с дополнительным усилением. В рассматриваемой схеме регулировка усиления в широких пределах при незначительном изменении напряжения на детекторе сигнала осуществляется благодаря полному подключению контура к детектору АРУ, собранному на диоде  $VD2$ . Вследствие высокого входного сопротивления ПТ появилась возможность выбрать сопротивления нагрузки детектора АРУ достаточно большими и, следовательно, добиться высокого выходного сопротивления детектора и малого шунтирования контура  $L8C25$ , а также коэффициента передачи напряжения детектора, близкого к единице.

В первом каскаде, собранном на ПТ  $VT1$  типа КП103Е, осуществляется АРУ изменением режима по постоянному току. Кро-

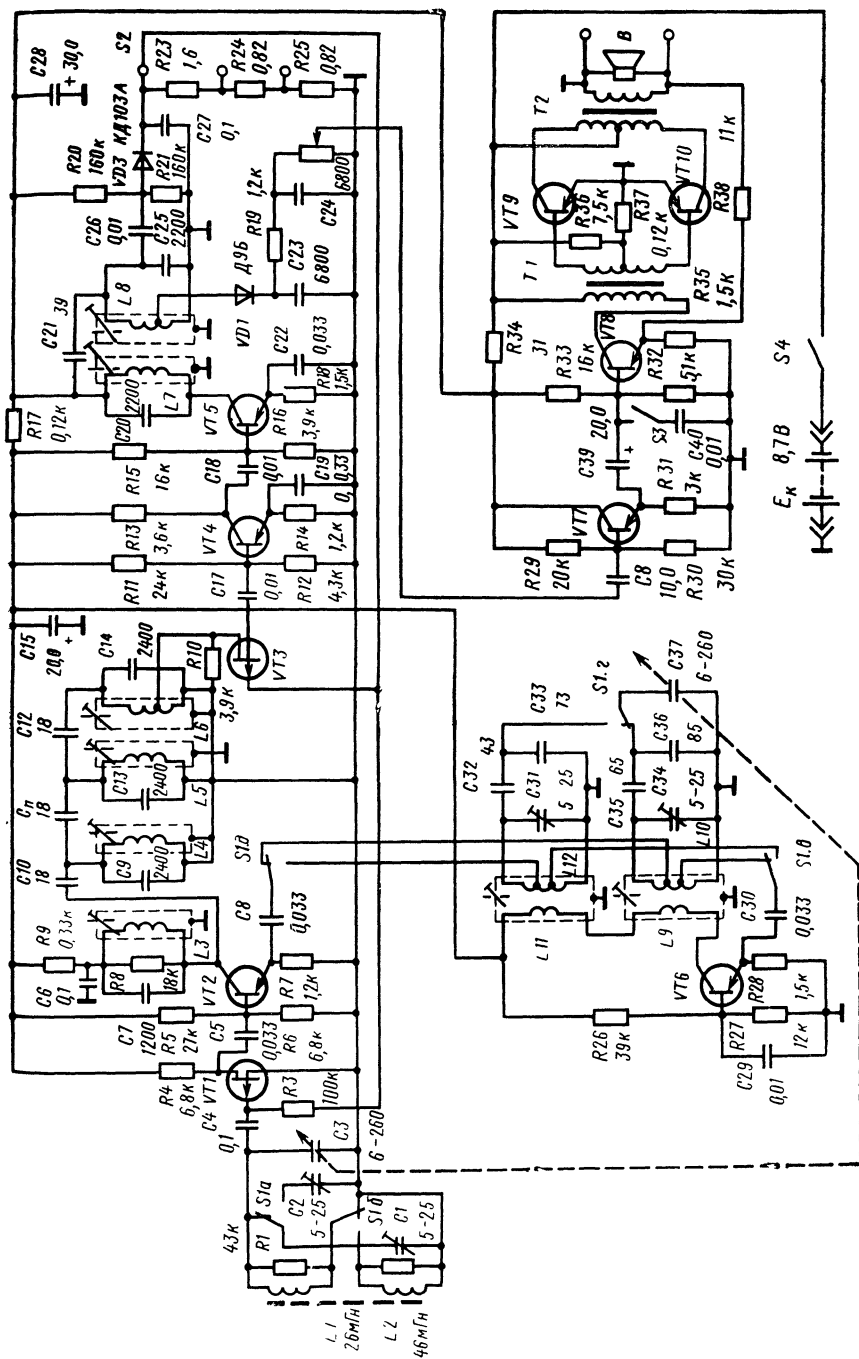


Рис. 2.31. Практическая схема приемника с высокореактивной АРУ:  
 VT2, VT4, VT6 — ГТ309; VT7—VT10 — МП42А

ме того, АРУ производится с помощью аттенюатора с последовательным включением ПТ  $VT3$  типа КП103Е. Транзистор  $VT3$  используется в качестве регулируемого сопротивления, управляемого напряжением детектора АРУ.

В схеме применен ПТ с малыми напряжениями отсечки. Это позволяет добиться высокой крутизны регулировочной характеристики и упростить конструкцию приемника. Режим максимального усиления каскада на транзисторе  $VT1$  соответствует напряжению затвор — исток, равному нулю, что позволяет обойтись без автоматического смещения и этим несколько повысить эффективность АРУ.

При исследованиях часто возникает вопрос о диапазоне АРУ, приемлемом для обеспечения качественного приема. Поэтому в схеме предусмотрен переключатель  $S2$ , позволяющий установить диапазоны АРУ: 15, 30, 60 дБ.

Применение в первом каскаде ПТ вместе с осуществлением АРУ позволяет повысить реальную чувствительность приемника за счет полного включения контура магнитной антенны ко входу последнего.

Методика расчета схемы комбинированной АРУ изложена в § 27. Рассчитанная зависимость коэффициента передачи регулируемых каскадов от управляющего напряжения приведена на рис. 2.32 (штриховой линией показан участок характеристики, построенный без учета влияния междуэлектродных емкостей ПТ)

Приведем пример расчета применительно к рассматриваемой схеме. Задано  $U_1 = 100$  мкВ,  $K_{\text{выпр}} = 1$ ,  $K_H = 3330$ ,  $D = 1000$ ,  $d = 1,26$ .

Находим  $K_{p \min} = K_{p \max} d / D = 3,8 \cdot 10^{-3}$ . Из рис. 2.32 определяем  $U_{p \max} = 1$  В. Определяем  $U_{2 \min} = U_{1 \min} K_H K_{p \max} = 100 \cdot 10^{-6} \times 3330 \cdot 3 \approx 1$  В. Определяем  $K_{\text{доп}} =$

$= U_{p \max} / U_{2 \min} (d K_{\text{выпр}} - 1) = 1 / 1 (1,26 - 1) = 3,85$ . Принимаем значение  $K_{\text{доп}} = 4$ . Находим напряжение задержки  $E_{\text{зд}} = U_{2 \min} K_{\text{доп}} = 1 \cdot 4 = 4$  В.

Таким образом, напряжение задержки, снимаемое с резистора  $R21$ , должно быть равно 4 В.

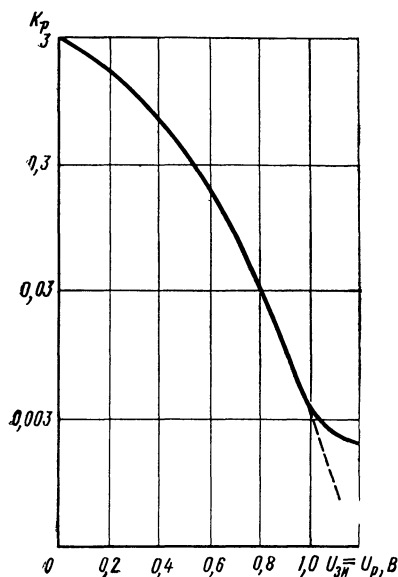


Рис. 2.32. Зависимость коэффициента передачи регулируемых каскадов от управляющего напряжения

# СВОЙСТВА И ПРИМЕНЕНИЕ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ В КЛЮЧЕВОМ РЕЖИМЕ

## 3.1. СВОЙСТВА ТРАНЗИСТОРОВ В КЛЮЧЕВЫХ СХЕМАХ

### ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Полевые транзисторы, работающие в ключевом режиме, получили широкое применение в аналоговой и цифровой электронной аппаратуре. В аналоговой аппаратуре ПТ позволяют коммутировать сигналы с широким динамическим диапазоном уровней и с низкими частотными и фазовыми искажениями при крайне малой управляющей мощности. Здесь, как правило, ПТ работают в режиме управляемого сопротивления при отсутствии источников питания стоковых цепей.

В цифровой аппаратуре обычно используются ПТ в двух состояниях: «включено» и «выключено». В одном из них выходной

Таблица 3.1

Тип устройства	Базовые элементы	Изделия с ПТ в ключевом режиме
Аналоговые ключи	$p-n$ -ПТ, МДП, КМДП	714КН1, 714КН2
Аналоговые коммутаторы	$p-n$ -ПТ, МДП, КМДП	K108, K143, K168, K190, K284, K590
Мультиплексоры	КМДП	K561КП1, 564КП1, 564КП2
Импульсные генераторы	$p-n$ -ПТ, МДП	Блокнинг-генератор [51]
Усилители класса Д и типа модулятор-демодулятор, ключевые стабилизаторы, АЦП и ЦАП	$p-n$ -ПТ, МДП, КМДП	K140УД13, K572, K594
Статические ЦИС: И, ИЛИ, НЕ, ИЛИ—НЕ, И—НЕ, триггеры, комбинационные и последовательностные автоматы	МДП, КМДП	K120, K172, K186, K164, K176, K561, K564
Динамические ЦИС: И—НЕ, ИЛИ—НЕ, И—ИЛИ—НЕ, D-триггеры, комбинационные и последовательностные автоматы	МДП	K565
Микропроцессорные БИС	МДП, КМДП	K580, K581, K587, K145, K536
Запоминающие устройства: постоянные, оперативные, перепрограммируемые постоянные	МДП, МНОП	15УЗПП4КХ6-3, 15УЗПП8КХ16-1, 519РЕ1, 519РЕ2, 527РУ, K558РР1, K558РР11, K573РФ1, K573РФ13, K573РФ14

потенциал соответствует логическому 0, в другом — логической 1. Возможность гальванической связи между элементами, простота технологии изготовления и высокая степень интеграции обусловили выпуск широкой номенклатуры ЦИС на основе МДП-транзисторов. Данные о применениях ПТ в ключевом режиме сведены в табл. 3.1.

## ПАРАМЕТРЫ ТРАНЗИСТОРОВ В КЛЮЧЕВОМ РЕЖИМЕ

В ключевом режиме ПТ характеризуется следующими параметрами: сопротивлением канала в открытом состоянии  $R_{\text{СИотк}}$ , сопротивлением канала в закрытом состоянии  $R_{\text{СИзак}}$ , междуэлектронными емкостями, напряжением запирающего канала  $U_0$ , током стока закрытого канала, допустимым напряжением на затворе  $U_{\text{З доп}}$ , напряжением пробоя  $U_{\text{пр}}$ .

Важнейшим параметром ПТ в ключевом режиме является сопротивление канала в открытом состоянии, которое в зависимости от типа и группы ПТ может составлять от единиц ом до единиц килоом. Значение  $R_{\text{СИотк}}$  удобно определять как тангенс угла наклона касательной к стоковой характеристике в точке с координатами  $I_{\text{С}}=0$ ,  $U_{\text{СИ}}=0$ . Для транзисторов с  $p$ - $n$ -переходом это сопротивление определяют при напряжении  $U_{\text{ЗИ отп}}$ , которое выбирают меньшим  $U_{\text{З доп}}$ .

Сопротивление канала в закрытом состоянии  $R_{\text{СИзак}}$  определяется при напряжении затвор — исток, превышающем напряжение запирающего  $U_0$ . Для исправных ПТ любого типа обычно  $R_{\text{СИзак}} > 10^7$  Ом. Значение сопротивления  $R_{\text{СИзак}}$  зависит от напряжений, прикладываемых к электродам ПТ.

Междуэлектродные емкости определяют время переключения ключа на ПТ и его динамическое сопротивление в состоянии «выключено».

Ток стока закрытого транзистора  $I_{\text{С зак}}$  определяется сопротивлением  $R_{\text{СИзак}}$  и током утечки участка затвор — сток ПТ:  $I_{\text{С зак}} = U_{\text{СИ}}/R_{\text{СИзак}} + I_{\text{У}}$ . В справочниках приводятся данные о токе затвора  $I_{\text{З}}$ , измеренные при объединенных стоке и истоке. Приближенно можно считать, что стоковая составляющая тока утечки  $I_{\text{У}}$  равна половине  $I_{\text{З}}$ .

Напряжение запирающего  $U_0$  характеризует напряжение на затворе ПТ, когда канал полностью перекрыт и, следовательно, превышает напряжение отсечки  $U_{\text{ЗИотс}}$ , измеряемое при фиксированном токе стока (обычно  $10^{-5}$  А). Ориентировочные значения напряжения запирающего  $U_0$  можно найти по формуле  $U_0 = \eta I_{\text{С}}/S$ , где  $I_{\text{С}}$  — ток стока насыщения;  $S$  — крутизна, измеренная при токе стока насыщения  $I_{\text{С}}$ ;  $\eta$  — коэффициент нелинейности, значения которого для ПТ разных типов приводятся в § 4.3.

Допустимое напряжение на затворе  $U_{\text{З доп}}$  определяет динамический диапазон коммутируемого сигнала. Оно измеряется как напряжение затвор — сток, при котором ток утечки участка затвор — сток  $I_{\text{ЗС}}$  достигает максимально допустимого значения.

Максимальное значение амплитуды коммутируемого сигнала находится из соотношения:  $U_{\text{Г max}} \leq U_{\text{З доп}} - U_0$ . Если это условие не выполняется, может произойти пробой участка затвор — сток ПТ. Этот пробой имеет обратимый характер для ПТ с  $p$ - $n$ -переходом, если не превышена допустимая мощность рассеивания в приборе. Для МДП-ПТ пробой имеет необратимый характер.

Показатели реального ключа зависят от его схемы, расположения элементов и параметров используемого ПТ. Реализовать высококачественный ключ можно лишь при продуманном монтаже. Теоретический анализ и эксперименты показывают, что в схемах ключей аналоговых сигналов на ПТ целесообразно использовать транзисторы, имеющие максимальные значения следующего коэффициента качества:  $M_1 = U_0 / R_{\text{СИотк}} C_{\text{сш}}$ . Так как  $U_0$  и  $R_{\text{СИотк}}$  не входят в номенклатуру основных параметров транзисторов, приводимых в справочных данных, предложечный коэффициент качества можно выразить в более удобной форме:

$$M_1 = U_{\text{зиотс}} S / C_{\text{сш}}.$$

В последнем выражении учтена взаимосвязь параметров ПТ, согласно которой проводимость канала  $G = 1/R_{\text{СИотк}}$  в омической области характеристики передачи  $S$  равна крутизне в области усиления при одинаковых напряжениях затвор — исток.

Сведения о ключевых параметрах отечественных ПТ приведены в табл. 3.2 для типового включения ПТ в схеме с общим истоком.

Таблица 3.2

Тип тран- зистора	Струк- тура	Тип канала	$R_{\text{СИотк}}, \text{ Ом}$	$ U_0 , \text{ В}$	$I_3 \text{ отк.}, \text{ нА}$	$C_{\text{зи}}, \text{ пФ}$	$C_{\text{зс}}, \text{ пФ}$	$C_{\text{си}}, \text{ пФ}$	$U_{\text{пр}}, \text{ В}$
КП101Д	$p-n$	$p$	3300	10	50	12	5	5	10
КП102Л	$p-n$	$p$	1500	20	15	10	5	5	15
КП103М	$p-n$	$p$	770	7	20	20	8	8	15
КПС104Д	$p-n$	$n$	1000	3	1	4,5	1,5	2	20
КП201Л	$p-n$	$p$	550	6	10	20	8	8	15
КПС202Г	$p-n$	$n$	1000	3	1	6	2	5	20
КП301Б	МДП	$p$	1000	5,4	0,3	3,5	1	3,5	30
КП302В	$p-n$	$n$	100	10	10	20	8	14	20
КП303Е	$p-n$	$n$	250	8	1	6	2	6	30
КП304А	МДП	$p$	100	5	20	9	2	6	30
КП305Д	МДП	$n$	190	6	1	5	0,8	3,5	15
КП306В	МДП	$n$	330	6	5	50	0,07	6	20
КП312А	$p-n$	$n$	250	8	10	4	1	4	25
КП350А	МДП	$n$	180	6	5	6	0,07	6	15
КП901Б	МДП	$n$	17	15	10	100	10	10	30
КП902В	МДП	$n$	100	10	3	11	0,6	11	30
КП903В	$p-n$	$n$	10	10	100	18	15	15	20
КП904	МДП	$n$	2,6	—	—	180	8	85	90
КП905	МДП	$n$	35	—	—	6	0,4	2	70
КП907	МДП	$n$	5,4	—	—	20	1,5	5	70

Анализируя данные табл. 3.2, нетрудно определить, что коэффициент качества  $M_1$  принимает максимальные значения при использовании ПТ с  $p-n$ -переходами типов КП302В, КП312А, КП903В и МДП-ПТ типов КП304А, КП305Д, КП901Б, КП902В. Очевидно, ПТ упомянутых типов наиболее перспективны для ключевых схем. Следует отметить, что на практике широко применяются также ключи с включением ПТ по схеме с общим затвором. При этом значения ем-

костей отличаются от указанных в табл. 3.2. В частности, значения емкостей  $C_{СИ}$  оказываются существенными меньшими.

Значения параметра  $R_{СИ\text{отк}}$ , приведенные в табл. 3.2, соответствуют типовым режимам работы ПТ. У МДП-ПТ имеется возможность реализовать меньшие значения  $R_{СИ\text{отк}}$ , чем указано в таблице. Для этого необходимо увеличивать отпирающее напряжение  $U_{ЗИ}$  ПТ, работающих в области обогащения. Максимальное напряжение  $U_{ЗИ}$  не должно превышать напряжение пробоя ПТ. При  $U_{ЗИ}$ , близких к напряжению пробоя, минимальное сопротивление канала  $R_{СИ\text{отк}}$  приблизительно равно сумме немодулированного сопротивления стока и эффективного сопротивления истока  $R_n$ .

Наиболее важным показателем ключей цифровых сигналов является быстродействие. Обеспечить высокое быстродействие позволяет ключ на ПТ, имеющий максимальное значение коэффициента качества  $M_2 = E_{упр}/U_0 R_{СИ\text{отк}} C_n$ . Такое определение коэффициента качества вытекает из рассмотрения принципа работы ключа цифровых сигналов. Значение коэффициента  $M_2$  можно выразить в более удобной форме, используя паспортные данные ПТ:  $M_2 = SE_{упр}/U_{ЗИ\text{отс}} \times C_n$ .

Время включения и выключения ПТ, указанных в табл. 3.2, может быть существенно меньше, чем у микросхемных ключей серий 168, 190, 252, 284. Быстродействие ключей на дискретных ПТ ограничено влиянием элементов, подключенных к ПТ, особенно емкости нагрузки и входного сопротивления управляющей цепи.

### 3.2. ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ ТРАНЗИСТОРОВ В КЛЮЧЕВЫХ СХЕМАХ АНАЛОГОВЫХ СИГНАЛОВ

Электронный коммутатор аналоговых сигналов (рис. 3.1) состоит из схемы управления и ключей  $K1, K2, K3, \dots, K_n$ , каждый из которых содержит транзистор, имитирующий в данном случае механический контакт. В режиме замыкания транзистор должен иметь малую разность потенциалов между эмиттером и коллектором, а в режиме размыкания не должен добавлять заметного тока в нагрузочную цепь. Кроме того, нельзя допустить, чтобы ток управления транзистором, подаваемый в базу, замыкался через источник сигнала или через нагрузку. Этим требованиям удовлетворяет схема ключа с трансформатором в управляющей цепи.

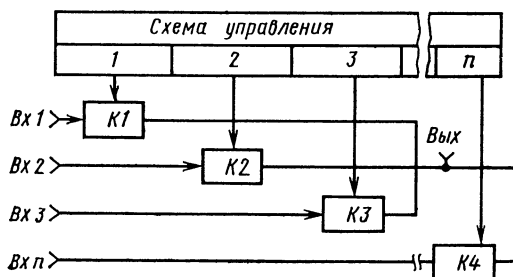


Рис. 3.1. Структурная схема электронного коммутатора

Схему можно значительно упростить, если использовать в качестве ключа ПТ в режиме управляемого сопротивления, как показано на рис. 3.2а. Для управления ПТ не требуется тока. Следовательно, можно гальванически связать схему управления с затвором ПТ.

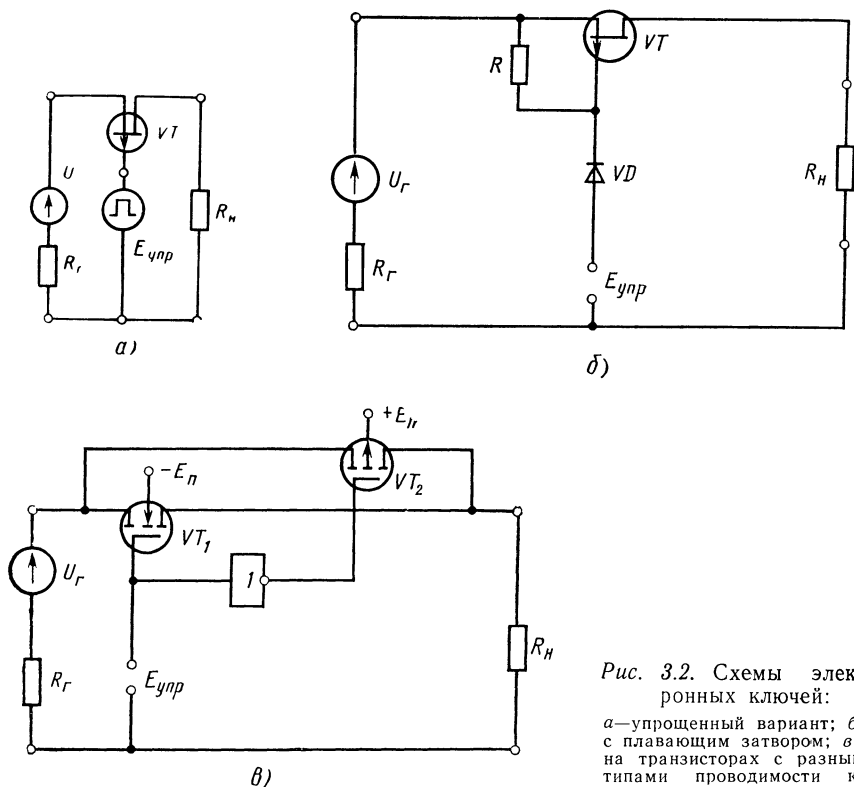


Рис. 3.2. Схемы электронных ключей:  
а — упрощенный вариант; б — с плавающим затвором; в — на транзисторах с разными типами проводимости каналов

Простая эквивалентная схема ПТ во включенном состоянии может быть представлена пассивным компонентом — резистором, который включен между истоком и стоком. Упрощенная эквивалентная схема закрытого ПТ представляет собой два генератора тока:  $I_{3И}$  и  $I_{3С}$ . Она отражает тот факт, что при напряжении затвора, большем  $U_0$ , резистивная связь между истоком и стоком разомкнута. При этом через переключатель текут лишь постоянные токи диодов затвор — исток и затвор — сток, находящиеся под напряжением обратного смещения

Принцип работы ячейки коммутатора рассмотрим на ключевой схеме, выполненной на ПТ типа КП103Л. Работа ключа на ПТ основана на изменении сопротивления канала при изменении напряжения на затворе и поясняется с помощью рис. 3.3. Здесь изображены зависимости проводимости канала  $G$ , сопротивления канала  $R_{СИ} = 1/G$  и тока затвора  $I_3$  от напряжения затвор — исток

В состоянии «выключено» на затвор ПТ подается положительный потенциал  $E_{выкл} = +7$  В относительно истока, превышающий напряжение запираения



$U_0 = 4$  В. При этом транзистор находится в закрытом состоянии и сопротивление канала  $R_{\text{СИЗак}}$  превышает  $10^7$  Ом.

В состоянии «включено» напряжение на затворе снижается до фиксированного значения  $+1$  В, определяемого амплитудой напряжения, которое вырабатывается схемой управления. Аналоговая информация со входа ключа посту-

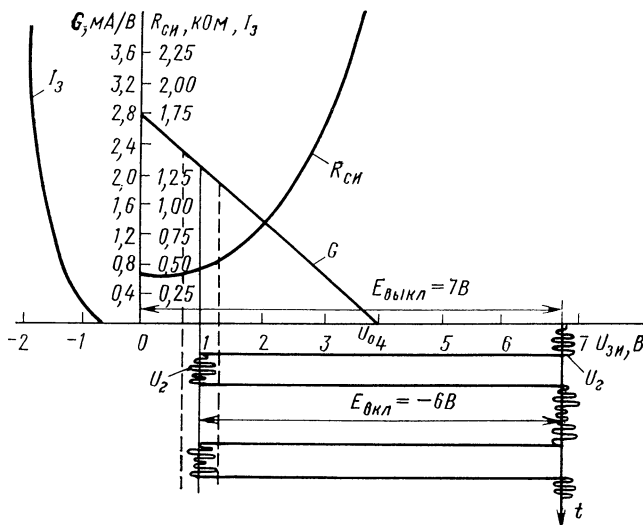


Рис. 3.3. Графики, поясняющие принцип работы ключа на ПТ

пает на выход и выделяется в нагрузке. Рабочая точка выбирается при  $U_{3и} = +1$  В из следующих соображений. Во-первых, гарантируется, что при максимальной отрицательной амплитуде входного аналогового сигнала не будет отпираться  $p-n$ -переход затвор—исток. Во-вторых, сопротивление канала в рабочей точке близко к минимальному, что обеспечивает малые нелинейные искажения аналогового сигнала и максимальный коэффициент передачи ключа.

Следует отметить, что рабочую точку ключа в состоянии «включено» можно выбирать при нулевом или даже небольшом прямом смещении участка затвор—исток, включив в цепь затвора высокоомный резистор. Включение этого резистора необходимо для уменьшения дополнительных нелинейных искажений, обусловленных возникновением прямых токов затвора. Однако в этом случае уменьшается быстродействие ключа.

Как видно из рис. 3.3, сопротивление канала меняется под действием как управляющего напряжения  $E_{\text{упр}}$ , так и напряжения генератора сигнала  $U_r$ . Ключ имеет наилучшие показатели в состоянии «включено», если  $U_{3и} = 0$  и не проявляется управляющее действие  $U_r$ . Такими свойствами обладает схема, приведенная на рис. 3.2,б и получившая название схемы с «плавающим» затвором. Здесь в цепь затвора ПТ включен диод с большим обратным сопротивлением, который в состоянии «включено» изолирует затвор от источника сигнала и нагрузки. Для этого в состоянии «включено» ко входу ключа подается отрицательное напряжение  $E_{\text{упр}}$ . Чтобы ключ находился в состоянии «выключено», на управляющий вход подают положительное напряжение  $E_{\text{упр}}$ . В качестве ди-

ода иногда используют кремниевые биполярные и полевые транзисторы в диодном включении. Электронные ключи с «плавающим» затвором применены, в частности, в ИС типа К284КН1.

В аналоговых ключах на МДП-транзисторах для уменьшения зависимости сопротивления ключей от напряжения сигнала и ослабления прохождения управляющих сигналов на выход используют параллельное включение каналов разных типов проводимости с противофазной подачей  $E_{уп}$  на затворы, как показано на рис. 3.2,в. Здесь при возрастании сопротивления  $n$ -канального ПТ из-за влияния  $U_T$  происходит одновременное уменьшение сопротивления  $p$ -канального ПТ и наоборот. Общее же сопротивление ключа в состоянии «включено» мало и слабо зависит от  $U_T$ . За счет противофазности напряжений на затворах ПТ прохождение фронтов и срезов управляющих импульсов через проходные емкости в нагрузку мало вследствие эффекта компенсации. Такие ключи применены, например, в ИС серии К590. Параметры ключей и коммутаторов в интегральном исполнении приведены в табл. 3.3.

Таблица 3.3

Тип ИС	$E_{нп}$ , В	$I_{пог.}$ мА	$P_{пог.}$ мВт	$I_{ном.}$ мА	$U_{ном.}$ В	$R_{отн.}$ Ом	$I_{ут. вх.}$ нА	$I_{ут. вых.}$ нА	Число каналов
143КТ1	-12; +5;	1,8	30	10	5	100	20	20	2
168КТ2А	—	—	100	20	10	—	20	20	4
168КТ2В	—	—	100	20	25	—	100	100	4
190КТ1	—	—	200	10	-25	300	—	—	5
190КТ2	—	—	200	50	-25	50	—	—	4
284КН1А	+15	12	—	5	-8; +10	160	10	—	3
284КН1Б	+15	12	—	5	+10	250	10	—	3
543КН1	-15; +5; +12	4,15	100	10	-7; +10	400	20	50	16
543КН2*	-15; +5; +12	5,7	100	10	-7; +10	400	20	50	8
543КН3	-15; +5; +12	3,75	100	10	-7; +10	80	20	50	8
590КН1	-15; +5	3,5	—	10	+5	200	50	50	8
590КН2	+12	0,4	200	10	+10	100	70	70	4
590КН3*	+15	—	—	—	+15	300	—	—	4
590КН6	+15	—	—	—	+15	300	—	—	8
590КН7*	+15	—	—	—	—	30	—	—	4
714КН1А-1	—	3	50	—	+10	80	—	—	1
714КН1Б-1	—	3	50	—	+10	120	—	—	1
714КН2А-1	—	3	50	—	+10	200	—	—	1
714КН2А-1	—	—	50	—	+10	80	—	—	1
714КН2Б	—	—	50	—	+10	120	—	—	1
713КН2	-15; +5; +12	5,7	100	10	-7; +10	400	20	50	8
713КН3	-15; +5; +12	3,75	100	10	-7; +10	80	20	5	8

\* Имеют два выхода.

### 3.3. ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ ТРАНЗИСТОРОВ В КЛЮЧЕВЫХ СХЕМАХ ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ

Наибольшее распространение получили ключи цифровых сигналов на МДП-ПТ. Преимущества таких ключей особенно проявляются в сложных логических схемах (в схемах памяти большой емкости) благодаря возможности гальванических связей между отдельными каскадами и выполнения всех элементов схем только на МДП-ПТ.

Простейшая схема ключа на МДП-транзисторе с индуцированным каналом приведена на рис. 3.4,а. При отсутствии управляющего сигнала на входе  $E_{упр} = 0$  транзистор  $VT$  находится в непроводящем состоянии и напряжение на его выходе максимально:  $E_{вых} \approx E_n$ . Емкость нагрузки  $C_n$  заряжена до напряжения  $E_n$  током, протекающим через резистор  $R_n$ . При подаче на вход ПТ уп-

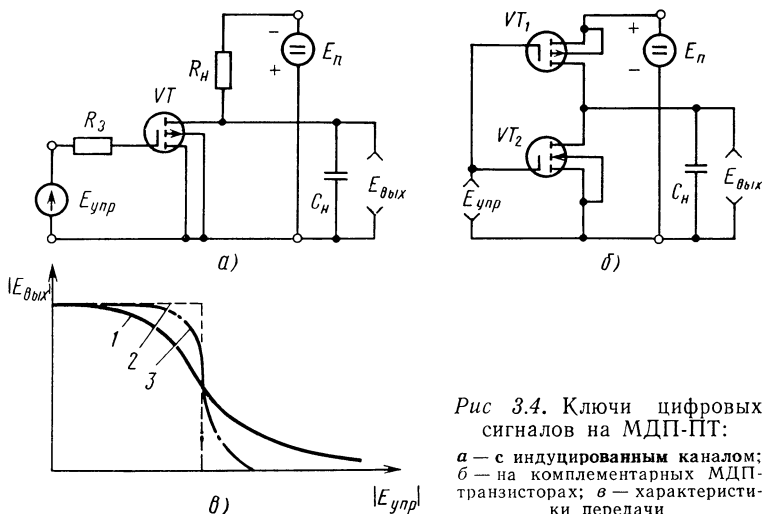


Рис. 3.4. Ключи цифровых сигналов на МДП-ПТ:

а — с индуцированным каналом;  
б — на комплементарных МДП-транзисторах;  $\theta$  — характеристики передачи

равляющего напряжения  $E_{упр} = E_n$  транзистор  $VT$  открывается, емкость разряжается через сопротивление открытого канала ПТ и напряжение на выходе после переходного процесса принимает минимальное значение. Время включения и время выключения рассматриваемого ключа могут существенно отличаться из-за неравенства постоянных времени заряда и разряда емкости  $C_n$ . Кроме того, следует учитывать, что быстродействие ключа зависит также и от состояния управляющей цепи. В частности, при высокоомном сопротивлении  $R_з$  в цепи затвора ПТ ключ будет иметь время включения и время выключения, практически определяемые постоянной времени цепи затвора:

$$t_{вкл} = t_{выкл} = 2,3 \tau_з = 2,3 C_з R_з,$$

где  $C_з$  — эквивалентная емкость в цепи затвора ПТ.

Работу ключа цифровых сигналов удобно описывать с помощью статической характеристики передачи — зависимостью выходного напряжения от входного. Типовая характеристика передачи рассматриваемого ключа приведена на рис. 3.4,б (кривая 1). Она отличается от характеристики 2 идеального ключа,

что обусловлено нелинейной зависимостью сопротивления канала ПТ от напряжения затвор — исток и влиянием емкостей  $C_n$  и  $C_3$ . Приблизить реальную характеристику ключа к идеальной можно, уменьшая емкости ключа, увеличивая  $E_{упр}$  и используя ПТ с малым напряжением запираания  $U_0$ .

Перспективной является схема ключа на МДП-транзисторах, использующая два ПТ с разными типами проводимости канала — комплементарную пару (КМДП). Типовая схема ключа на двух МДП-транзисторах с индуцированными каналами  $n$  и  $p$ -типов приведена на рис. 3.4,б. Характеристика передачи такого ключа (кривая 3 на рис. 3.4,в) близка к идеальной.

Принцип работы ключа заключается в следующем. При отсутствии управляющего напряжения на входе ( $E_{упр}=0$ ) транзистор  $VT_2$  закрыт и, следовательно, выходное напряжение максимально ( $E_{вых}=E_n$ ). Выходное напряжение прикладывается к входу транзистора  $VT_1$  и поддерживает его в открытом состоянии. Ток, потребляемый схемой, крайне мал, так как практически определяется сопротивлением утечки закрытого канала транзистора  $VT_2$ .

При подаче на вход ключа управляющего напряжения  $E_{упр}=E_n$   $VT_1$  закрывается, а  $VT_2$  открывается. Это приводит к уменьшению выходного напряжения  $E_{вых}\approx 0$ . И в этом случае ток, потребляемый схемой, крайне мал, так как определяется током утечки закрытого канала транзистора  $VT_1$ . Таким образом, рассматриваемый ключ отличается высокой экономичностью, мощность потребляется только во время переключения и возрастает с частотой переключения. Если транзисторы имеют одинаковые характеристики, то постоянные включения и выключения также равны. Так как заряд и разряд емкости  $C_n$  происходит через сопротивление каналов ПТ, находящихся в открытом состоянии, то такие ключи отличаются высоким быстродействием.

Новые перспективы в применении цифровых ключей открывает разработка серии мощных ВЧ и СВЧ транзисторов (КП901, КП902, КП904, КП905 и КП907) [51]. В мощных ПТ сохранены достоинства маломощных ПТ: высокое входное сопротивление, отсутствие эффектов накопления и рассасывания избыточных зарядов неосновных носителей. Важным отличием мощных ПТ является возможность коммутации больших токов и высокое быстродействие. Данные о значениях коммутируемого тока стока, скорости изменения стокового напряжения  $du_{СИ}/dt$ , а также остаточного тока стока приведены в табл. 3.4. Такие параметры ключей достигнуты благодаря большому значению отношения  $I_{C\max}/(C_{си} + C_{3с})$  и отсутствию явлений накопления и медленного рассасывания зарядов неосновных носителей, присущих ключам на биполярных транзисторах. Например, согласно [51] ПТ типа КП907 переключает ток 2 А за  $10^{-9}$  с.

Недостатком рассмотренных транзисторов является остаточный ток стока  $I_{C\text{ост}}$ , значения которого, измеренные при запирающем напряжении  $U_{3и} = -10$  В, приведены в табл. 3.4. Наличие этого тока не позволяет использо-

Т а б л и ц а 3.4

Параметр	КП901	КП902	КП904	КП905	КП907
$I_{C\max}$ , А	2,0	0,25	7,5	0,3	2,1
$\left(\frac{du_{СИ}}{dt}\right)$ , В/нс	88,9	55,6	80,6	158	385
$I_{C\text{ост}}$ , мА	7	0,03	10	0,1	1,0

вать для мощных МДП-ПТ определение порогового напряжения или напряжения отсечки  $U_{\text{ЗИотс}}$ , введенного для маломощных ПТ. Поэтому в справочных данных для указанных МДП-ПТ этот параметр отсутствует. Наличие остаточных токов стока ограничивает применение мощных МДП-ПТ в низкочастотных аналоговых ключах из-за сравнительно невысокого сопротивления канала ключей в состоянии «выключено». При работе на низкоомную нагрузку, особенно в области ВЧ и СВЧ, этот недостаток менее заметен.

Вопросы теории и применения МДП-ключей цифровых сигналов подробно рассматриваются в [8, 9, 33—35]. Схемы ключей аналоговых сигналов рассматриваются в [78—80]. В опубликованных работах практически отсутствуют сведения об особенностях и схемах аналоговых коммутаторов радиовещательных и телефонных сигналов.

Следует отметить, что радиовещательные сигналы являются сложными аналоговыми сигналами. Они имеют широкий динамический диапазон уровней и должны передаваться с малыми нелинейными и частотными искажениями в широкой полосе частот. Поэтому основное внимание будет уделено особенностям электронных коммутаторов аппаратуры связи и, в частности, таким важным показателям ключей аналоговых сигналов, как нелинейные искажения и переходное затухание.

### 3.4. КЛЮЧИ РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ

Ключи радиовещательных сигналов на ПТ удобно рассматривать как частные случаи электронных регуляторов, коэффициент передачи которых принимает только два значения: максимальное и минимальное. Первое значение соответствует состоянию «включено», а второе — состоянию «выключено». Такой подход позволяет строить ключевые схемы на ПТ по принципу электронных регуляторов, описанных в гл. 2, и использовать для расчета ключевых схем соотношения, приведенные в табл. 2.1—2.4.

Принцип построения ключевых схем рассмотрим на примере электронного регулятора потенциометрического типа с последовательным включением ПТ с каналом  $p$ -типа (рис. 3.5).

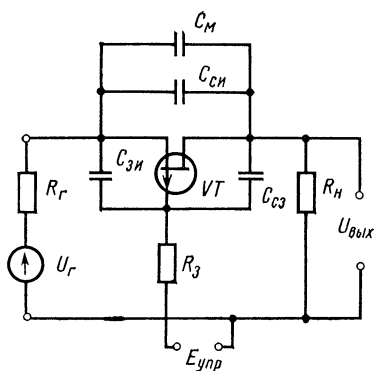


Рис. 3.5. Схема электронного регулятора потенциометрического типа

Как отмечалось выше, в ключевых схемах аналоговых сигналов целесообразно использовать ПТ в качестве управляемых сопротивлений. При этом удастся реализовать максимальное отношение сопротивлений канала в закрытом и открытом состояниях и благодаря отсутствию постоянной составляющей тока в цепи канала обеспечить низкий уровень специфических нелинейных искажений сигнала, вызванных перезарядом разделительных конденсаторов.

Если цепь управления связана с затвором ПТ посредством высокоомного резистора, как видно из рис. 3.5, эквивалентная емкость, шунтирующая канал ПТ,

$$C_{\text{эв}} = C_{\text{си}} + C_{\text{м}} + C_{\text{сз}} C_{\text{зи}} / (C_{\text{сз}} + C_{\text{зи}}).$$

Несколько уменьшить эквивалентную емкость, шунтирующую канал, удастся соединив по переменному току затвор ПТ с общей точкой, например, с помощью конденсатора. В этом случае  $C_{\text{эв}} = C_{\text{си}} + C_{\text{м}}$ . Коэффициент передачи напряжения ячейки коммутатора (см. рис. 3.5)

$$K_0 = \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{н}} + R_{\text{СИ отн}} + R_{\text{г}}} \quad \text{в состоянии «включено»},$$

$$K_3 = \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{н}} + 1/(i\omega C_{\text{эв}}) + R_1} \quad \text{в состоянии «выключено»}.$$

Важнейшим показателем ключевой ячейки является переходное затухание  $A_{\text{п}}$ . Оно показывает, во сколько раз коэффициент передачи ключа в состоянии «включено» больше коэффициента передачи ключа в состоянии «выключено».

$$A_{\text{п}} = \frac{K_0}{K_3} = \frac{R_{\text{н}} + 1/i\omega C_{\text{эв}} + R_{\text{г}}}{R_{\text{н}} + R_{\text{СИ отн}} + R_{\text{г}}}.$$

Учтя, что на звуковых частотах  $1/i\omega C_{\text{эв}} \gg R_{\text{н}} + R_{\text{г}}$ , последнее выражение можно упростить и записать в виде

$$A_{\text{п}} \approx 1/(R_{\text{н}} + R_{\text{СИ отн}} + R_{\text{г}}) i\omega C_{\text{эв}}. \quad (3.1)$$

Другим важным показателем ключевой ячейки на ПТ являются вносимые им нелинейные искажения.

Из табл. 2.2 следует, что коэффициент гармоник ключевой ячейки рассматриваемого типа можно определить из выражения

$$K_{\text{г}} = \frac{U_{\text{г}}}{4(U_{\text{ЗИ отс}} - E_{\text{упр}})[1 + R_{\text{н}}\beta(U_{\text{ЗИ отс}} - E_{\text{упр}})]} 100\%, \quad (3.2)$$

где  $E_{\text{упр}} = U_{\text{рег}}$ .

Если рабочая точка ключа в состоянии «включено» выбирается при  $E_{\text{упр}} = 0$ , выражение упрощается:

$$K_{\text{г}} = \frac{U_{\text{г}}}{4U_{\text{ЗИ отс}}(1 + R_{\text{н}}/R_{\text{СИотн}})} 100\%.$$

Рассматривая (3.1) и (3.2), нетрудно заметить, что сопротивление нагрузки коммутатора приходится выбирать из компромиссных условий. С точки зрения нелинейных искажений сопротивление нагрузки желательно иметь как можно большим. Однако для обеспечения большого переходного затухания на верхней рабочей частоте сопротивление нагрузки приходится выбирать небольшим. Элементы ключа следует выбирать таким образом, чтобы к каналу ПТ прикладывалось минимальное напряжение сигнала.

Напряжение управления, обеспечивающее состояние «выключено», должно превышать напряжение запирающего ПТ, однако дол-

жно быть меньше напряжения пробоя  $p$ — $n$ -перехода. Управляющие напряжения удобно выбирать, используя входные характеристики ПТ [14]. Пределы значений управляющих напряжений ограничены и зависят как от амплитуды сигнала, прикладываемого к участку сток — исток, так и от сопротивления резистора в цепи затвора.

Для уменьшения нелинейных искажений и увеличения переходного затухания в ключевой ячейке (см. рис. 3.5) резистор  $R_n$  целесообразно заменить вторым регулируемым элементом. В схемах многоканальных коммутаторов необходимо обеспечить малое взаимное влияние ключевых ячеек, что приводит к необходимости использовать Т-образные ключевые ячейки (рис. 3.6). Ячейка имеет крайне простую схему управления. Благодаря использованию транзисторов с индуцированным каналом ( $VT_1$  и  $VT_2$ ) при  $E_{упр} =$

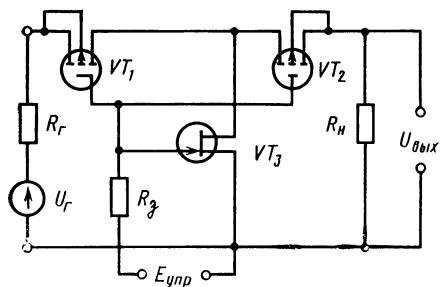


Рис. 3.6. Схема Т-образной ключевой ячейки на ПТ

$=0$  обеспечивается состояние «выключено». При подаче отрицательного напряжения  $E_{упр}$ , по абсолютной величине большего, чем напряжение запирающего транзистора  $VT_3$  и напряжение отпирающего транзисторов  $VT_1$  и  $VT_2$ , ключ переходит в состояние «включено». В такой схеме резистор  $R_n$  можно выбрать достаточно высокоомным и, следовательно, получаются малые нелинейные искажения. Такой ключ обеспечивает вы-

сокое переходное затухание, так как в состоянии «выключено» сопротивление канала транзистора  $VT_3$  минимальное.

Результаты сравнения ключевых свойств ПТ, полупроводниковых диодов и биполярных транзисторов приведены в [4]. Анализ этих данных позволяет сделать вывод о перспективности использования ПТ для коммутации радиовещательных сигналов.

При сравнении результатов исследования ключевых схем, выполненных на ПТ с  $p$ — $n$ -переходом и со структурой МДП, выяснилось следующее.

С точки зрения переходного затухания ПТ с  $p$ — $n$ -переходом превосходят транзисторы со структурой МДП. Это объясняется тем, что емкость  $p$ — $n$ -перехода затвор — канал уменьшается с ростом запирающего напряжения (как у варакторов). У транзисторов со структурой МДП влияние  $p$ — $n$ -перехода подложка — канал менее существенно и емкость сток — исток при включении по схеме с общим затвором мало зависит от режима работы транзистора. Следовательно, переходное затухание ключевых схем на ПТ с  $p$ — $n$ -переходом, уступающих по высокочастотным свойствам (согласно паспортным данным) транзисторам со структурой МДП, может быть больше, что и подтверждают эксперименты.

Переходное затухание у транзисторов со структурой МДП в

значительной степени зависит от потенциала подложки. Например, заземление подложки у МДП-транзистора КП301Б позволило увеличить переходное затухание ключевой схемы на 25 дБ. Если сопоставить результаты исследования ключевых элементов по совокупности параметров (переходному затуханию, коэффициенту гармоник, потребляемой мощности, входному сопротивлению управляющих входов), можно увидеть преимущества ПТ.

Таким образом, с точки зрения переходного затухания перспективными элементами являются ПТ с  $r-n$ -переходом, имеющие малые значения проходной емкости в закрытом состоянии при включении с общим затвором. С точки зрения коэффициента гармоник перспективными элементами являются ПТ с малым сопротивлением канала в состоянии «включено» (КП302В, КП903В, КП304А, КП901Б, КП902В и др.).

### 3.5. ВЫСОКОКАЧЕСТВЕННЫЕ ЭЛЕКТРОННЫЕ КЛЮЧИ АНАЛОГОВЫХ СИГНАЛОВ

Электронные ключи аналоговых сигналов (ЭКАС) находят широкое применение в электронных коммутаторах систем звукового и телевизионного вещания, телеметрии и телеуправления, в устройствах сбора и обработки данных и т. д. Наиболее жесткие требования предъявляются к таким ключам в трактах звукового вещания. Показатели качества трактов нормируются в соответствии с ГОСТ 11515—75 [84]. Поскольку ЭКАС являются лишь составными элементами трактов, они должны иметь более высокие показатели. В трактах высшего класса качества ЭКАС должны удовлетворять следующим требованиям:

- диапазон рабочих частот 30—15 000 Гц;
- неравномерность АЧХ в рабочем диапазоне частот не более 0,1 дБ;
- динамический диапазон коммутируемых сигналов не менее 60 дБ;
- коэффициент нелинейных искажений, не более 0,1 %;
- коэффициент передачи в открытом состоянии, не менее 0,99;
- переходное затухание в закрытом состоянии на частоте 15 кГц, не менее 80 дБ.

Электронные ключи аналоговых сигналов, описанные в [78—80], не удовлетворяют совокупности требований к аппаратуре трактов звукового вещания, установленных ГОСТ. В [78] отсутствуют данные об основных показателях качества описываемых ключей. Ниже рассмотрены перспективные ЭКАС, удовлетворяющие основным требованиям высшего класса качества. Поскольку при объединении ключей в коммутационные матрицы их выходы соединяются параллельно, для уменьшения взаимного влияния все транзисторы ключей включены по Т-образной схеме.

В схеме ЭКАС на дискретных элементах, приведенной на рис. 3.7, в последовательные плечи ключа включены ПТ VT1 и VT3 типа КП302В; параллельное плечо образовано биполярным



кремниевым транзистором  $VT2$  типа МП116, являющимся, кроме того, элементом цепи управления; последняя содержит также элемент памяти сигнала управления — триггер на туннельном диоде  $VD$  типа АИ201А. Для перевода ключа в состояние «включено» необходимо подать импульс управляющего напряжения  $E_{упр} = +5$  В. Ключ сохраняет состояние «включено» после прекращения действия управляющего сигнала; для возвращения его в исходное состояние требуется подача кратковременного управляющего импульса  $E_{упр} = -5$  В.

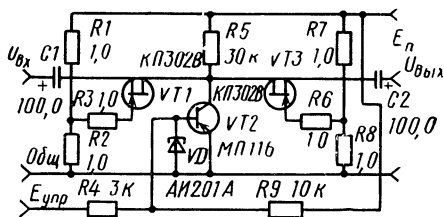


Рис. 3.7. Принципиальная схема ключа аналоговых сигналов на дискретных ПТ со схемой памяти

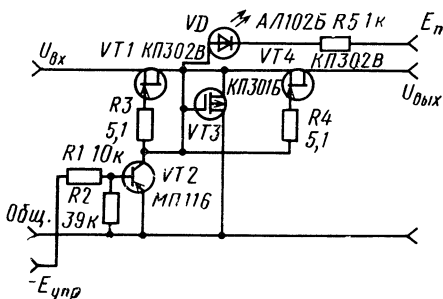


Рис. 3.8. Принципиальная схема ключа аналоговых сигналов на дискретных ПТ разных типов проводимости каналов

Рассматриваемый ЭКАС позволяет создать высокое переходное затухание, так как между затворами  $VT1$  и  $VT3$  нет гальванической связи. Это способствует уменьшению паразитной емкости связи входа и выхода ключа. Включение биполярного кремниевое транзистора в параллельное плечо ключа также способствует увеличению переходного затухания, так как он имеет меньшее динамическое сопротивление в открытом состоянии, чем ПТ  $VT1$  и  $VT3$ .

В состоянии «включено» биполярный транзистор закрыт, а транзисторы  $VT1$  и  $VT3$  имеют минимальные динамические сопротивления. Это обуславливает коэффициент передачи, близкий к единице, и коммутацию сигналов с малыми нелинейными искажениями. Недостаток ЭКАС — наличие постоянной составляющей тока в коммутируемой цепи в состоянии «включено», что требует согласования ключа по постоянному току с предыдущими и последующими узлами или использования разделительных конденсаторов. В первом случае усложняется схема, во втором — снижается быстродействие ключа и возникают специфические нелинейные искажения, обусловленные перезарядом разделительных конденсаторов в момент поступления сигналов управления, открывающего ключ.

Ключ на рис. 3.8 выполнен на ПТ  $VT1$  и  $VT4$  типа КП302В, включенных в последовательное плечо, и  $VT3$  типа КП301Б, об-

разующего параллельное плечо; биполярный кремниевый транзистор  $VT2$  является элементом цепи управления; ключ снабжен встроенным узлом визуальной индикации, выполненным на светодиоде  $VD$  типа АЛ102Б. При подаче на вход узла управления отрицательного напряжения ( $E_{упр} = -5$  В) ЭКАС переходит в состояние «включено», при этом включается также светодиод  $VD$ .

Постоянная составляющая в коммутируемой цепи отсутствует, поэтому ключ не вносит специфических нелинейных искажений во время переключения, а его быстродействие определяется элементами цепи управления. Высокоомные резисторы  $R3$  и  $R4$  включены для уменьшения нелинейных искажений, возникающих при больших амплитудах входных сигналов; для повышения быстродействия ключа их можно заменить диодами, подключив катоды к коллектору транзистора  $VT2$ .

Ключ на рис. 3.9 выполнен на ИС типа К168КТ2Б. Для построения Т-образного ключа используются все четыре МДП-транзистора ИС: два транзистора включаются в последовательное плечо и два — в параллельное (причем параллельно между собой, что способствует увеличению переходного затухания). Для управления состояниями ключа необходимы два управляющих сигнала  $E_{упр} = 0$  и  $E_{упр} = -20$  В. Однако мощность, потребляемая цепями управления, незначительна вследствие высокого входного сопро-

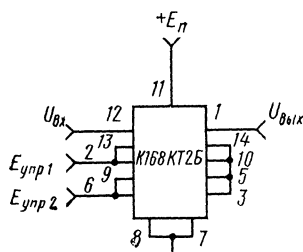


Рис. 3.9. Принципиальная схема ключа аналоговых сигналов на ИС типа К168КТ2Б

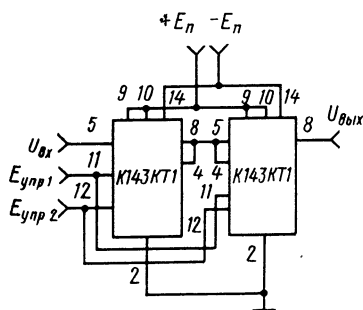


Рис. 3.10. Принципиальная схема ключа аналоговых сигналов на ИС типа К143КТ1

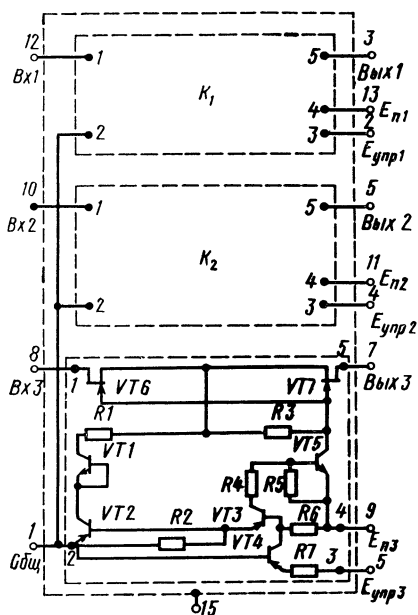


Рис. 3.11. Принципиальная схема электронного коммутатора аналоговых сигналов на ИС К284KH1

тивления управляющих входов. Этот ЭКАС нуждается в специальном устройстве управления.

На рис. 3.10 изображен ЭКАС на двух ИС типа К143КТ1. Наличие встроенного узла управления позволяет воспользоваться для управления состояниями ключа типовыми логическими ТТЛ-схемами. Элементы ключа соединены друг с другом аналогично предыдущей схеме.

В электронном коммутаторе на рис. 3.11, выполненном на гибридной ИС типа К284КН1, три аналоговых ключа, каждый из которых имеет встроенный узел управления [42]. В качестве переключающих элементов ЭКАС применены бескорпусные полупроводниковые ИС типа К714КН2А, содержащие два ПТ с каналом  $n$ -типа и общим затвором ( $VT6$  и  $VT7$ ); узел управления построен на биполярных транзисторах. Управление ключом осуществляется непосредственно от типовых логических ТТЛ-схем серий 133, 134, 155, 199 и др.

Основные технические показатели ЭКАС, соответствующие худшему случаю (исследована партия ключей в 10 штук), для каждого варианта сведены в табл. 3.5. Все измерения проводились при входном номинальном напряжении  $U_{вх\text{ ном}} = +9$  дБ и сопротивлении нагрузки  $R_n = 10$  кОм. Коэффициент гармоник измерительной установки 0,03—0,04 %.

Таблица 3.5

Тип (схема) ключа	$M_n = M_{в}$ , дБ	$K_T$ , %	$K$	$A_n$ , дБ	$t_{ЛП}$ , мкс	$t_{ВЫП.П}$ , мкс	$U_{ном}$ , В	$P_0$ , Вт
Рис. 3.7	0,04	0,05	0,992	107	$2 \cdot 10^6$	$0,35 \cdot 10^6$	2	$1 \cdot 10^{-2}$
Рис. 3.8	0	0,07	0,991	100	50	50	1	$3,5 \cdot 10^{-3}$
Рис. 3.9	0	0,09	0,993	90	0,3	0,7	$50 \cdot 10^{-3}$	$0,4 \cdot 10^{-6}$
Рис. 3.10	0	0,085	0,992	90	2	2,5	$5 \cdot 10^{-3}$	$5 \cdot 10^{-3}$
Рис. 3.11	0	0,05	0,991	90	2	3	2	$45 \cdot 10^{-3}$

Исследования ЭКАС разных типов в отношении переходного затухания выявили преимущества ключей, использующих в последовательных плечах ПТ с  $p$ — $n$ -переходом. Это объясняется тем, что в закрытом состоянии такие транзисторы, включенные по схеме с общим затвором, имеют малые проходные емкости (их значения изменяются обратно пропорционально запирающему управляющему напряжению, как у варикапов). У МДП-транзисторов это явление практически отсутствует, так как между затворами и каналами  $p$ — $n$ -переходов нет. На ультразвуковых и радиочастотах переходное затухание рассмотренных ЭКАС уменьшается со скоростью 20 дБ на декаду, что позволяет сделать вывод о емкостном характере связи источника сигнала с нагрузкой.

Важный показатель ЭКАС — быстродействие, оцениваемое вре-

менем включения и выключения. Во время переключения в коммутируемой цепи появляются импульсные помехи; чтобы они не прослушивались, амплитуда помех  $U_{\text{пом}}$ , а также время включения  $t_{\text{вкл}}$  и  $t_{\text{выкл}}$  ключей должны быть малыми. Ключи на рис. 3.8—3.11 удовлетворяют этому требованию. Ключ на рис. 3.7 имеет низкое быстродействие, что обусловлено наличием разделительных конденсаторов. Этот недостаток не проявляется при использовании ключей в коммутаторах с предварительным набором. Ключи на рис. 3.7 и 3.11 допускают работу с максимальным уровнем напряжения +17 дБ при показателях, удовлетворяющих указанным требованиям.

Рассмотренные перспективные типы ЭКАС на дискретных элементах и на ИС рекомендуются в качестве элементов коммутации широкого применения.

### 3.6. ЭЛЕКТРОННЫЕ КОММУТАТОРЫ АНАЛОГОВЫХ СИГНАЛОВ

Коммутаторы аналоговых сигналов находят широкое применение в каналах и трактах звукового вещания, в телефонных сетях, в системах телеметрии и многих других. К таким коммутаторам предъявляются жесткие требования по нелинейным и частотным искажениям, динамическому диапазону, коэффициенту передачи, переходному затуханию, быстродействию, надежности, экономичности, габаритным размерам и массе. Совокупности указанных требований не удовлетворяют механические переключающие устройства. В новых разработках коммутаторов целесообразно использовать в качестве ключей электронные элементы, а также отказаться от применения нетехнологичных элементов (электромеханических реле, трансформаторов и т. д.).

Как показано в § 3.2, перспективными элементами коммутации являются ПТ. Обеспечить высокие технические показатели коммутатора и согласование со входными и выходными цепями можно при использовании на входах и выходах ключевых ячеек буферных усилителей (БУ).

Структурная схема многоканального коммутатора, имеющего в общем случае  $K$  входов и  $n$  выходов, изображена на рис. 3.12. Очевидно, для обеспечения коммутации любого  $K_i$  входа на любой из выходов  $n_i$  потребуется  $K_n$  коммутирующих ячеек. Количество буферных усилителей равно сумме входов и выходов коммутатора, т. е.  $K+n$ .

Любая ключевая ячейка имеет индивидуальную цепь управления и элемент индикации состояния «включено». Автоматизация управления многоканальными коммутаторами большой емкости возможна при использовании ЭВМ. Для рационального применения ЭВМ управление ключевыми ячейками производится кратковременными импульсными сигналами. В промежутке между управляющими импульсами коммутирующие ячейки необходимо удерживать в состоянии «включено». Это достигается примени-

ем в цепях управления статических триггеров. Для подачи управляющих сигналов и исключения ошибочной коммутации сигналов с двух или более входов на один выход (для исключения смешивания коммутируемых сигналов) используются переходное устройство и блок запрета.

Как видно из рис. 3.12, необходимая емкость коммутатора может быть обеспечена соответствующим набором однотипных БУ и ключевых ячеек с цепями управления и элементами индикации. При соединении любого из  $n$  входов с любым из  $K$  выходов сигнал проходит через канал коммутации, состоящий из входного БУ, ключевой ячейки и выходного БУ.

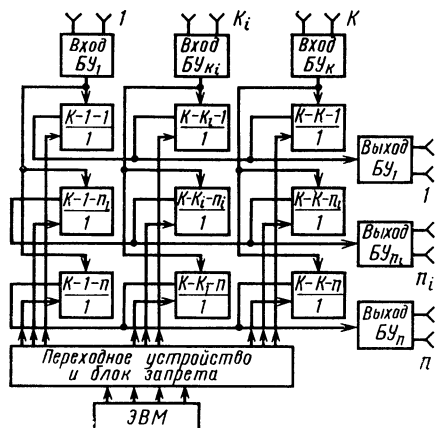


Рис. 3.12. Структурная схема многоканального коммутатора

Каналы коммутации можно выполнить как на дискретных элементах, так и на ИС. Рассмотрим два перспективных варианта каналов. В канале коммутации на дискретных элементах (рис. 3.13) БУ выполнены в виде сложных повторителей напряжения на ПТ КП103М и биполярных транзисторах КТ315Г и ГТ404В. Ключевая ячейка сделана по Т-образной схеме с двумя ПТ типа КП302В в последовательных плечах и с кремниевым биполярным транзистором типа МП116 в параллельном плече.

Индикация состояния «включено» осуществляется светодиодом VD2 типа АЛ102В. Необходимый режим работы светодиода обеспечивается ПТ с индуцированным каналом типа КП301Б.

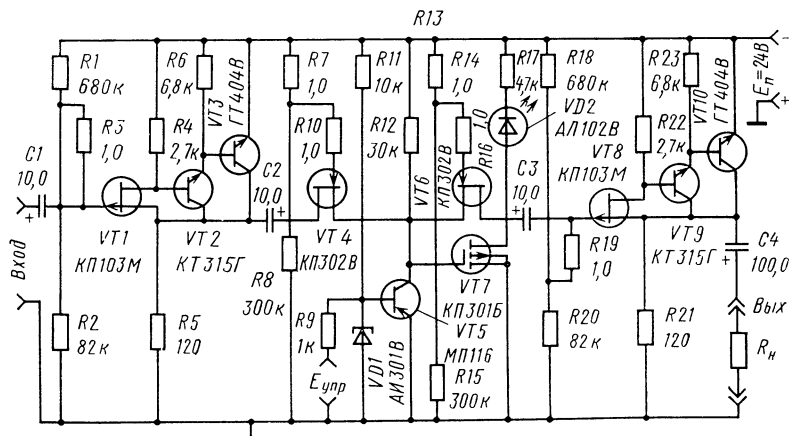


Рис. 3.13. Принципиальная схема коммутации на дискретных элементах

Рассмотренная ключевая ячейка не содержит технологически неудобных элементов и допускает гибридное интегральное исполнение.

При коммутации аналогового сигнала коммутируется и постоянное напряжение, поэтому между входным БУ и ключевой ячейкой, а также между ключевой ячейкой и выходным БУ следует включать разделительные конденсаторы  $C2$  и  $C3$ . Их емкости выбираются исходя из условия обеспечения заданных частотных искажений и необходимого быстродействия. Изменение постоянного напряжения при коммутации приводит к перераспределению потенциалов на  $C2$  и  $C3$ . Это задерживает прохождение сигнала от входного БУ и ключевой ячейки и от ключевой ячейки и выходного БУ и уменьшает быстродействие ключевого канала.

Принципиальная схема канала коммутации на ИС изображена на рис. 3.14. Отсутствие разделительных конденсаторов между ключевой ячейкой и БУ обеспечивает высокое быстродействие ключа. Практически время включения и выключения рассматриваемого канала коммутации определяется параметрами ключа типа К284КН1. Для сигнализации о состоянии «включено» используется элемент индикации — светодиод типа АЛ102В.

В рассматриваемом ключевом канале используется один из трех Т-образных ключей ИС типа К284КН1. Остальные два ключа можно применять для построения еще двух ключевых каналов. Ключи ИС К284КН1 имеют встроенные цепи управления и управляются напряжениями, обеспечиваемыми стандартной логикой типа ТТЛ.

Результаты исследований каналов коммутации при  $U_r = +17$  дБ и  $R_n = 600$  Ом приведены в табл. 3.6. Данные, приведенные в таблице, показывают, что электронные каналы коммутации (рис. 3.13, 3.14) удовлетворяют требованиям, предъявляемым к высококачественным коммутаторам аналоговых сигналов. При необходимости обеспечения у коммутаторов симметричных входов и выходов ключевые каналы следует выполнять в виде двухтактных устройств. Каждое двухтактное устройство содержит два идентичных ключевых канала, подобных рассмотренным выше. Каналы коммутации, выполненные по схеме на рис. 3.13, целесообразно использовать в коммутаторах с предварительным на-

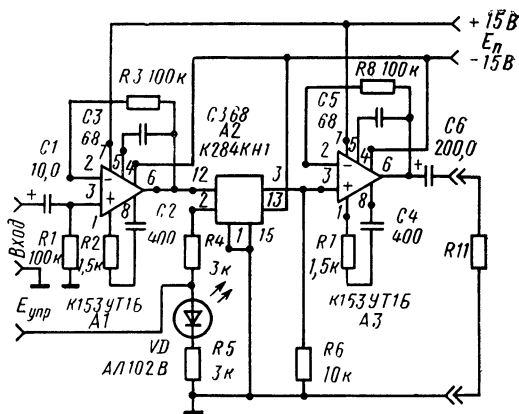


Рис. 3.14. Принципиальная схема канала коммутации на ИС

Таблица 3.6

Схема канала	$K_r$ , %	$M_n, M_v$ , дБ	$D$ , дБ	$K_0$ на $f=1$ кГц	$A_n$ , дБ, на $f=15$ кГц	Быстродействие, с
Рис. 3.13	0,09	0,1	75	0,99	107	2
Рис 3 14	0,085	0,1	80	0,99	90	$3 \cdot 10^{-6}$

Перспективными изделиями для разработки систем коммутации являются мультиплексоры — многоканальные коммутаторы в интегральном исполнении с одним или несколькими выходами и со встроенными цифровыми схемами управления. Среди них особо следует выделить мультиплексоры на МДП-транзисторах с индуцированными каналами дополняющих типов проводимости, отличающиеся высоким быстродействием, широким диапазоном питающих напряжений, высокой помехозащищенностью и экономичностью. К ним, в частности, относятся двойные четырехканальные мультиплексоры К561КП1, 564КП1 и восьмиканальный мультиплексор 564КП2.

### 3.7. ЭЛЕКТРОННЫЙ КОММУТАТОР ДЛЯ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ТЕЛЕМЕТРИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ

В системах передачи телеметрической информации обычно используется принцип последовательного опроса каналов. Такой принцип реализует схемы электронного коммутатора с несколькими входами и одним выходом. Ниже описывается коммутатор типа 3/1 для системы передачи телеметрической информации.

Коммутатор с тремя входами и одним выходом, использующий ключевые ячейки на ПТ типа КП103К, приведен на рис. 3.15. Технические данные разработанного коммутатора приведены ниже.

#### Технические данные коммутатора

Время опроса каждого канала, с	0,3
Диапазон входных напряжений, В	0,003—0,775
Диапазон рабочих частот, Гц	$30-10^4$
Погрешность коэффициента передачи при сопротивлении источников сигнала 2 кОм, %, менее	0,5
Напряжение питания, В	8

В состоянии «выключено» к участкам затвор — исток ПТ прикладывается напряжение  $U_n$  с резистора  $R1$  делителя  $R1, R2$ , превышающего напряжения запирающего ПТ ( $U_0=3,5$  В). При этом ПТ закрыт и сопротивление его канала превышает  $10^7$  Ом. В состоянии «включено» напряжение затвор — исток ПТ снижается до фиксированного значения (+1 В), равного разности напряжения  $U_n$  и амплитуды напряжения  $U_z$ , вырабатываемого генератором переключающих импульсов. Рабочая точка ПТ выбирается при  $U_{зи}=1$  В из соображений, изложенных в § 3.2.

Коэффициент передачи коммутатора при этом оказывается не менее 0,995 и может быть рассчитан по формуле

$$K_0 = R_{12} / (R_{12} + 1/i\omega C_1 + 1/i\omega C_6 + R_{СИ\ отн} + R_r).$$

В качестве генератора управляющих импульсов применен трехтактный самовозбуждающийся мультивибратор. Время работы каждого канала определяется длительностью импульсов, вырабатываемых мультивибратором, и может быть рассчитано по формуле

$$T = C7 R 16 \ln \frac{2 (E_n - I_0 R 14) + (R 16 - R 11) I_{K0}}{E_n - I_0 R 14 + R 16 I_{K0}},$$

где  $E_n$  — напряжение питания коммутатора;  $I_0$  — средний ток, потребляемый мультивибратором;  $I_{K0}$  — обратный ток коллектора биполярных транзисторов мультивибратора.

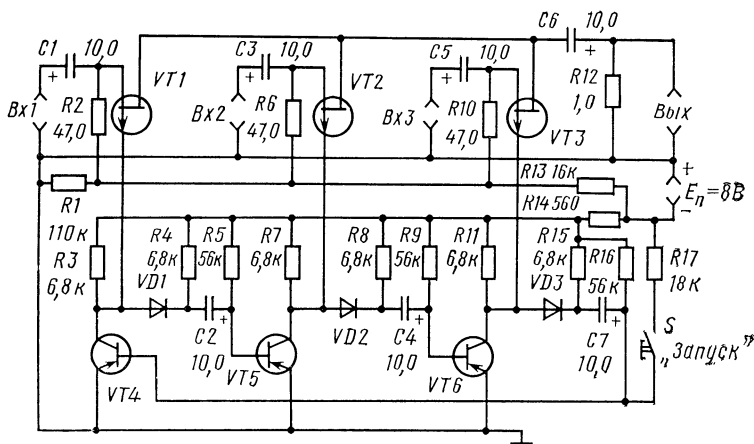


Рис. 3.15. Принципиальная схема коммутатора для передачи телеметрической информации (VT4—VT6 МП39Б)

Коммутатор сохраняет работоспособность при напряжении источника питания 4,5—12 В.

Применение в коммутаторе ПТ в качестве управляемых сопротивлений позволило обеспечить высокое входное сопротивление цепей управления; коммутировать сигналы с очень низкой частотой переключения; существенно снизить потребляемую мощность от источника питания; реализовать высокое сопротивление коммутирующих элементов в закрытом состоянии; обеспечить высокую надежность коммутатора; выполнить устройство в виде миниатюрной конструкции, имеющей малую массу.

### 3.8. КОММУТАТОРЫ МОЩНОСТИ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Коммутаторы мощности широко используются в формирователях импульсов, во вторичных источниках питания с ключевыми режимами работы, в цепях управления электродвигателями, в



электронных системах автомобилей, в управляющих системах станков. Возможности полупроводниковых приборов как коммутаторов мощности определяются двумя основными параметрами — максимальной мощностью рассеяния и временем переключения. Коммутационные свойства отечественных мощных ПТ рассмотрены в § 3.2. Дальнейшие возможности увеличения мощности рассеяния связаны с совершенствованием МДП-транзисторов с вертикальной структурой, обладающих достоинствами обычных полевых транзисторов. Недостатками мощных МДП-транзисторов являются: чувствительность к статическим зарядам, трудности одновременного снижения сопротивления в открытом состоянии и увеличения напряжения пробоя, высокая стоимость при большой активной площади прибора.

Основные конструкции мощных МДП-транзисторов с вертикальной структурой рассмотрены в § 1.3. Транзисторы с  $V$ - и  $U$ -канавками, выпускаемые фирмами Supertex, Intersil, Motorola, имеют допустимое напряжение сток—исток до 400 В, сопротивление в открытом состоянии — единицы ом, максимальный ток стока (5—8) А, время переключения менее 100 нс. МДП-транзистор с двойной диффузией типа NPWR 6501 фирмы Hewlett Packard имеет допустимое напряжение сток—исток 450 В, ток стока 6 А, сопротивление в открытом состоянии менее 1 Ом, рассеиваемую мощность 90 Вт, время переключения 30 нс. Фирма Internat Rectifier разработала МДП-транзистор типа IRF 430 с вертикальной структурой методом двойной диффузии со следующими параметрами: допустимое напряжение сток—исток 500 В, ток стока 3,5 А, сопротивление в открытом состоянии 1,5 Ом, время переключения 80 нс. Фирмы Siemens AG разработала МДП-транзисторы с вертикальной структурой методом двойной имплантации типов BUZ-10 и BUZ-20. Допустимые напряжения сток—исток этих транзисторов составляют 50—100 В, ток стока 8—12 А, сопротивление 0,01 и 0,2 Ом, время переключения 40 нс.

Сравнение коммутационных свойств мощных МДП-транзисторов с силовыми составными биполярными транзисторами (транзисторами Дарлингтона) и тиристорами приведено в [46]. Эффективность приборов как коммутаторов мощности оценивалась как функция суммы потерь в период проводимости и коммутации для ключевого режима работы на индуктивную нагрузку со скажностью, равной двум. Выражение для расчета потерь:

$$P = P_0 + (W_{01} + W_{10}) f,$$

где  $P_0$  — потери в период проводимости;  $W_{01}$ ,  $W_{10}$  — энергия коммутации, связанная с включением и выключением прибора;  $f$  — частота коммутации.

Сравнение проводилось для приборов, рассчитанных на напряжение 450 В при заданной плотности тока 70 А/см<sup>2</sup> и токе 1 А.

Данные об эффективности переключения различных полупроводниковых приборов приведены в табл. 3.7. Эти данные использовались для построения зависимости мощности потерь от часто-

ты, приведенной на рис. 3.16. Как видно из рисунка, при низких частотах переключения наименьшие потери имеют управляемые полем тиристоры. Преимущества МДП-транзисторов наблюдаются при частотах переключения выше 13 кГц.

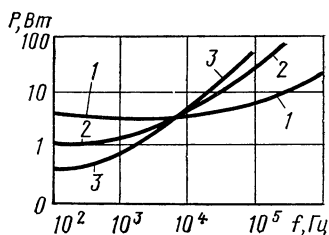
Таблица 3.7

Тип прибора или фирма	$U_{СИ\ доп.}$ В	$P_0$ , Вт	$W_{01}$ , Дж·10 <sup>-5</sup>	$W_{10}$ , Дж·10 <sup>-5</sup>
ZI499D	450	1,0	8,76	8,76
Д44ТЕ	450	0,52	5,6	5,6
IRF330	450	3,04	0,94	0,94
Hitachi	450	0,35	18,9	18,9
ZN5339	100	0,27	0,928	0,928
IRF150	100	0,52	0,09	0,09

При сравнении приборов на напряжение 100 В были выбраны пятиамперные биполярные транзисторы типа 2N5339 фирмы Motorola и двадцатипятиамперные МДП-транзисторы типа IRF 150. Потери приборов на 100 В составили 2/3 потерь приборов на 450 В. Можно было бы ожидать, что МДП-транзисторы значительно выиграют по сравнению с биполярными при напряжении 100 В. Однако сопротивление МДП-транзисторов во включенном состоянии оказалось в 6 раз больше, чем ожидалось на основе экстраполяции.

Рис. 3.16. Зависимость мощности потери от частоты:

1 — МДП-транзистор типа IRF330;  
2 — биполярный транзистор 2J499D;  
3 — управляемый полем тиристор  
фирмы Hitachi



Таким образом, низковольтные МДП-транзисторы менее эффективны, чем высоковольтные. Экспериментальные значения сопротивления МДП-транзистора во включенном состоянии пропорциональны напряжению в степени от 1,5 до 2.

Характеристики МДП и биполярных транзисторов значительно ухудшаются с ростом температуры. Для МДП-транзисторов при изменении температуры от 25 до 150°C время переключения остается неизменным, но растут потери во включенном состоянии. При использовании биполярных транзисторов наблюдается двукратное увеличение времени выключения.

Из [46] следует, что мощные МДП-транзисторы имеют лучшие характеристики по сравнению с другими типами приборов на частотах выше 20 кГц при напряжении 1000 В. МДП-транзисторы на 500 В имеют некоторые преимущества при работе на частоте выше 2—3 кГц. Выбор прибора для работы на этих частотах обу-

словлен простотой управления, возможностью параллельного включения, термической стабильностью и отсутствием вторичного пробоя у МДП-транзисторов, однако потери мощности на единицу площади у МДП-транзистора вдвое выше, чем у биполярных. По мере совершенствования технологии изготовления МДП-транзисторов и снижения их стоимости они смогут заменить биполярные транзисторы и при напряжениях ниже 100 В.

## Глава 4

# ТЕОРИЯ И ПРИМЕНЕНИЕ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ В РЕЖИМЕ УСИЛЕНИЯ

### 4.1. АНАЛИЗ НЕЛИНЕЙНЫХ СВОЙСТВ ТРАНЗИСТОРОВ

Принципиальная схема усилительного каскада на ПТ приведена на рис. 2.1, эквивалентная — на рис. 2.4. При анализе будем пренебрегать реакцией стоковой нагрузки, что справедливо в случаях, когда сопротивление нагрузки значительно меньше внутреннего сопротивления транзистора. Мгновенное значение напряжения на затворе определяется смещением  $U_{30}$  и мгновенным значением напряжения сигнала

$$u_{3и} = U_{30} + U_r \sin \omega t.$$

Разлагая ток стока в ряд Тейлора по степени входного напряжения, получаем

$$\begin{aligned} i_c = f(u_{3и}) = f(U_{30}) + f'(U_{30}) U_r \sin \omega t + \frac{1}{2!} f''(U_{30}) U_r^2 \sin^2 \omega t + \\ + \frac{1}{3!} f'''(U_{30}) U_r^3 \sin^3 \omega t. \end{aligned} \quad (4.1)$$

В выражении (4.1) дифференцирование функции  $i = f(U_{30})$  позволяет определить крутизну характеристики передачи в рабочей точке и ее производные:

$$\begin{aligned} S = f'(U_{30}), S' = f''(U_{30}), \\ S'' = f'''(U_{30}) \text{ и т.д.} \end{aligned} \quad (4.2)$$

Из выражения (4.1) с учетом (4.2) нетрудно определить амплитуды первой и второй гармоник тока стока:

$$I_{c1} = S U_r + \frac{1}{8} S'' U_r^3 + \dots, \quad (4.3)$$

$$I_{c2} = \frac{1}{4} S' U_r^2 + \dots. \quad (4.4)$$

Выражение для коэффициента гармоник через производные характеристики передачи в общем случае имеет вид

$$K_{rn} = \frac{1}{n!2^{n-1}} \frac{S^{n-1}(U_{30})}{S(U_{30})} U_r^{n-1}. \quad (4.5)$$

Например, коэффициент гармоник усилительного каскада на ПТ с квадратичной характеристикой передачи согласно (4.5)

$$K_{r2} = \frac{1}{2!2^{2-1}} \frac{S^{2-1}}{S} U_r = \frac{S'}{4S} U_r = \frac{U_r}{4(U_0 - U_{3и})},$$

где  $S$  и  $S'$  определяются уравнением (2.3). Последнее выражение совпадает с (2.6), полученной непосредственно из (2.1).

Коэффициент гармоник каскада на ПТ с учетом эффективного сопротивления истока можно найти, используя для крутизны и ее производных выражения (2.12)–(2.14), справедливые при работе ПТ в пределах активной области. У ПТ с  $p$ – $n$ -переходом под активной областью понимается область характеристики передачи, соответствующая значениям напряжения затвор–исток  $U_{3и} = U_k - U_0$ , где  $U_k$  — контактная разность потенциалов  $p$ – $n$ -перехода затвор–канал.

Если мгновенные значения входного сигнала превышают  $U_k$  или  $U_0$ , то наблюдается отсечка сигнала, что иллюстрирует рис.

4.1. При работе ПТ с отсечкой входного сигнала характеристика

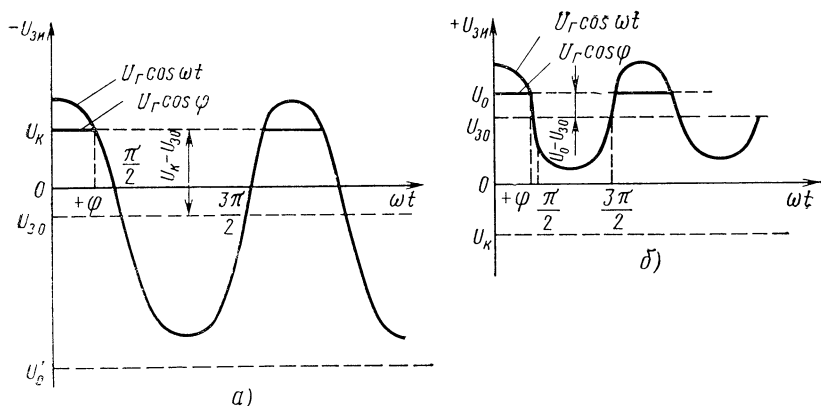


Рис. 4.1. Формы напряжений входного сигнала:

а — ограничение сигнала обусловлено возникновением прямых токов затвора; б — ограничение сигнала обусловлено запирающим каналом

ПТ уже не описывается выражением (2.13). В те моменты, когда  $U_r$  превышает  $U_k$  или  $U_0$ , форма входного сигнала может быть любой, поэтому можно допустить, что транзистором управляет напряжение, форма которого изображена на рис. 4.1 утолщенной линией.

Эффект отсечки приводит к появлению новых составляющих во входном сигнале:

$$u_{3H} = U_{30} + U_n + U_1 \cos \omega t + U_2 \cos 2 \omega t + \dots$$

Значения коэффициентов  $U_n$ ,  $U_1$ ,  $U_2$  и т. д. можно получить, используя разложение входного сигнала в ряд Фурье. Положим, что отсечка наступает на уровне  $U_r \cos \varphi$  в пределах  $\omega t$  от  $-\varphi$  до  $+\varphi$  (см. рис. 4.1, а и б). Тогда входной сигнал можно представить в виде

$$u_{3H} = f(\omega t) = U_{30} + \frac{U_r}{\pi} (\varphi \cos \varphi - \sin \varphi) + \frac{\pi U_r}{\pi} (\pi - \varphi + \sin \varphi \cos \varphi) \times \\ \times \cos \omega t + \sum_{n=2}^{\infty} \frac{U_r}{\pi} \left[ \frac{\sin(n+1)\varphi}{n(n+1)} - \frac{\sin(n-1)\varphi}{n(n-1)} \right] \cos n \omega t. \quad (4.6)$$

Если отсечки сигнала нет, то выражение (4.6) принимает вид

$$u_{3H} = U_{30} + U_r \cos \omega t.$$

Когда отсечка обусловлена запирающим каналом ПТ, введем сокращенное обозначение

$$X = (U_0 - U_{30}) / U_r. \quad (4.7)$$

Тогда согласно рис. 4.1, б

$$\cos \varphi = X, \quad \varphi = \arccos X, \quad \sin \varphi = \sqrt{1 - X^2}. \quad (4.8), (4.9), (4.10)$$

Когда причиной отсечки является возникновение прямых токов затвора, также используем сокращенное обозначение  $X$ , однако в этом случае  $X = (U_k - U_{30}) / U_r$ .

Подставив выражения (4.7)–(4.10) в (4.6) и выполнив несложные преобразования, получим значения интересующих нас коэффициентов:

$$U_n = \frac{2 U_r}{\pi} (X \arccos X - \sqrt{1 - X^2}), \\ U_1 = \frac{U_r}{\pi} (\pi - \arccos X + X \sqrt{1 - X^2}), \\ U_2 = -\frac{2}{3} \frac{U_r}{\pi} (1 - X^2)^{3/2}, \\ U_3 = \frac{2}{3} \frac{U_r}{\pi} [X^3 (1 - X^2)^{1/2} - X (1 - X^2)^{1/2}]. \quad (4.11)$$

Постоянная составляющая  $U_n$  изменяет напряжение смещения, величина которого  $U_{30}^* = U_{30} - U_n$ .

Ток стока в новой рабочей точке можно найти, подставив в (2.13) значение напряжения смещения  $U_{30}^*$ :

$$I_C = \frac{1}{R_H} \left( U_0 - U_{30}^* - \frac{1}{\beta R_H} \right) - \frac{[1 + 2 \beta R_H (U_0 - U_{30}^*)]^{1/2}}{\beta R_H^2}.$$

Крутизну характеристики передачи и ее производные в новой рабочей точке найдем, используя (2.12) — (2.17):

$$S_* = \frac{1}{R_{\text{н}}} [1 + 2 \beta R_{\text{н}} (U_0 - U_{30}^*)]^{-1/2} - \frac{1}{R_{\text{н}}}, \quad (4.12)$$

$$S'_* = \beta [1 + 2 \beta R_{\text{н}} (U_0 - U_{30}^*)]^{-3/2}, \quad (4.13)$$

$$S''_* = -3 \beta^2 R_{\text{н}} [1 + 2 \beta R_{\text{н}} (U_0 - U_{30}^*)]^{-5/2}, \quad (4.14)$$

$$S'''_* = 15 \beta^3 R_{\text{н}}^2 [1 + 2 \beta R_{\text{н}} (U_0 - U_{30}^*)]^{-7/2}. \quad (4.15)$$

и т. д.

При работе ПТ с отсечкой входного сигнала, определяя амплитуды гармоник тока стока, в (4.3) и (4.4) вместо  $U_{\text{г}}$  нужно подставить  $U_1$  из выражений (4.11), а вместо  $S, S', S''$  соответственно  $S_*, S'_*, S''_*$  из выражений (4.12) — (4.15). Например, в этом случае амплитуды первой и второй гармоник

$$I_{\text{с1}} = S_* U_1 + \frac{1}{8} S''_* U_1^3, I_{\text{с2}} = \frac{1}{4} S'_* U_1^2.$$

Коэффициент гармонических искажений второго порядка апериодического усилительного каскада, выполненного на реальном ПТ и работающего с отсечкой входного сигнала, находим, используя (4.5) и учитывая (4.11) — (4.13):

$$K_{\text{г2}} = \frac{U_1}{4} \frac{S'_*}{S_*} = \frac{U_{\text{г}}}{4 \pi} \frac{\beta [1 + 2 \beta R_{\text{н}} (U_0 - U_{30}^*)]^{-3/2}}{\frac{1}{R_{\text{н}}} [1 + 2 \beta R_{\text{н}} (U_0 - U_{30}^*)]^{-1/2} - \frac{1}{R_{\text{н}}}} \times \\ \times \left[ \pi - \arccos \frac{U_0 - U_{30}}{U_{\text{г}}} + \frac{U_0 - U_{30}}{U_{\text{г}}} \sqrt{1 - \left( \frac{U_0 - U_{30}}{U_{\text{г}}} \right)^2} \right]. \quad (4.16)$$

В рассматриваемом случае коэффициент гармонических искажений третьего порядка найдем, подставив в (4.5) величины из (4.11), (4.12) и (4.14):

$$K_{\text{г3}} = \frac{1}{24} \frac{S''_*}{S_*} U_1^2 = \frac{U_{\text{г}}}{8 \pi} \frac{\beta^2 R_{\text{н}} [1 + 2 \beta R_{\text{н}} (U_0 - U_{30}^*)]^{-5/2}}{(1/R_{\text{н}}) [1 + 2 \beta R_{\text{н}} (U_0 - U_{30}^*)]^{-1/2} - 1/R_{\text{н}}} \times \\ \times \left[ \pi - \arccos \frac{U_0 - U_{30}}{U_{\text{г}}} + \frac{U_0 - U_{30}}{U_{\text{г}}} \sqrt{1 - \left( \frac{U_0 - U_{30}}{U_{\text{г}}} \right)^2} \right]. \quad (4.17)$$

Определив коэффициенты  $K_{\text{г2}}$  и  $K_{\text{г3}}$ , нетрудно оценить искажения, вносимые каскадом на ПТ в тракте АМ сигнала. Для этого воспользуемся соотношениями, учитывающими взаимосвязь искажений, и определим коэффициенты перекрестных искажений и вторичной модуляции соответственно:

$$K_{\text{н}} = 12 K_{\text{г3}}, \quad m_{\text{в}} = 4 K_{\text{г2}}, \quad (4.18), (4.19)$$

гармоник огибающей

$$K_{г.огнб} = (9/2) m K_{гз}, \quad (4.20)$$

относительного увеличения глубины модуляции

$$m_y = (m_2 - m_1)/m_1 = 6 K_{гз}, \quad (4.21)$$

где  $m_2$  и  $m_1$  — соответственно коэффициенты модуляции искаженного и неискаженного сигналов.

В общем случае коэффициент комбинационных частот связан с соответствующим коэффициентом гармоник соотношением

$$K_{i\omega_1 \pm j\omega_2} = N 2^{i+j-1} K(i+j)^2, \quad (4.22)$$

где  $N$  — коэффициент перед соответствующим членом разложения.

Например, коэффициенты комбинационных частот  $\omega_1 + \omega_2$  и  $2\omega_1 - \omega_2$  согласно выражению (4.22)

$$K_{\omega_1 + \omega_2} = 2 K_{г2}, \quad K_{2\omega_1 - \omega_2} = 3 K_{гз}. \quad (4.23), (4.24)$$

Таким образом, хотя выражения (4.16), (4.17) для определения  $K_{г2}$  и  $K_{гз}$  громоздки, с их помощью очень просто оценивать практически все виды нелинейных искажений, используя формулы (4.18) — (4.24). Точность расчета по указанным формулам достаточно высока в тех случаях, когда можно пренебречь влиянием гармоник выше третьей.

В качестве примера рассчитаем коэффициент перекрестных искажений  $K_{п}$  и коэффициент комбинационных частот  $K_{2\omega_1 - \omega_2}$  усилителя на ПТ типа КП301Б при  $U_{30} = -5,2$  В. Параметры ПТ:  $\beta = 0,35$  мА/В<sup>2</sup>,  $U_0 = -3,2$  В,  $R_{п} = 30$  Ом,  $U_r = 1$  В.

В рассматриваемом случае ПТ работает без отсечки входного сигнала ( $U_0 - U_{30} = -3,2 + 5,2 > U_r$ ). Учтя это, для расчета вспомогательного коэффициента  $K_{гз}$  воспользуемся формулой (4.5):

$$\begin{aligned} K_{гз} &= \frac{1}{24} \frac{S''}{S} U_r^2 = \frac{1}{8} \frac{\beta^2 R_{п} [1 + 2\beta R_{п} (U_0 - U_{30})]^{-5/2}}{\frac{1}{R_{п}} [1 + \beta R_{п} (U_0 - U_{30})]^{-1/2} - \frac{1}{R_{п}}} U_r^2 = \\ &= \frac{1}{8} \frac{(0,35 \cdot 10^{-3})^2 30 [1 + 2 \cdot 0,35 \cdot 10^{-3} \cdot 30 \cdot (-3,2 + 5,2)]^{-5/2}}{(1/30) [1 + 2 \cdot 0,35 \cdot 10^{-3} \cdot 30 (-3,2 + 5,2)]^{-1/2} - 1/30} 1^2 = 0,00068. \end{aligned}$$

Выражая  $K_{гз}$  в процентах, получаем 0,068%.

Определяем коэффициент перекрестных искажений по формуле (4.18):

$$K_{п} = 12 K_{гз} = 12 \cdot 0,068 = 0,816\%.$$

Определяем коэффициент комбинационных частот по формуле (4.24):

$$K_{2\omega_1 - \omega_2} = 3 K_{гз} = 0,204\%.$$

## 4.2. ОЦЕНКА НЕЛИНЕЙНОСТИ ХАРАКТЕРИСТИК ПЕРЕДАЧИ ТРАНЗИСТОРОВ

Факторы, определяющие нелинейность характеристик передачи ПТ, указаны в § 2.1. Представляет интерес экспериментальное исследование характеристик передачи отечественных ПТ и сопоставление результатов с данными для зарубежных ПТ.

Нелинейность каскада усиления удобно оценивать, используя динамическую характеристику передачи  $u_{вх} = f(u_{вх})$  с помощью обобщенного коэффициента нелинейности  $\eta$ . При использовании в усилительном каскаде ПТ, работающего в пределах активной области, выражение для обобщенного коэффициента нелинейности:  $\eta = (S_1 - S_2)/S$ , где  $S_1$  и  $S_2$  — соответственно максимальная и минимальная крутизна характеристики передачи в пределах размаха входного сигнала;  $S$  — крутизна характеристики передачи в рабочей точке. Значения  $S$ ,  $S_1$ ,  $S_2$  найдем, используя характеристики передачи ПТ  $I_c = f(U_{зи})$ , полагая, что входной сигнал занимает активную область  $U_{зи}$  от 0 до  $U_{зиотс}$  для ПТ с  $p$ - $n$ -переходом и ПТ со встроенным каналом (рис. 4.2, а) и область обогащения от  $U_{зипор}$  до  $2U_{зипор}$  для МДП-ПТ с индуцированным каналом (рис. 4.2, б). Из рис. 4.2 видно, что  $S = \text{tg } \Psi$ ,  $S_1 = \text{tg } \Psi_1$ ,  $S_2 = \text{tg } \Psi_2$ .

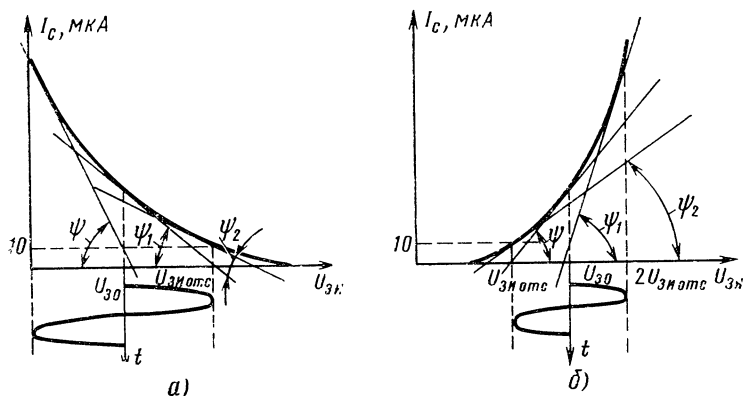


Рис. 4.2. Характеристики передачи ПТ.

а — со встроенным каналом; б — с индуцированным каналом

В результате экспериментального исследования получены значения обобщенного коэффициента нелинейности, средние величины и пределы разброса которого для ряда типов отечественных ПТ приведены в табл. 4.1. Исследовалось 10 ПТ каждого типа. Анализ данных, приведенных в табл. 4.1, показывает, что исследованные ПТ имеют существенный разброс значений обобщенного коэффициента нелинейности. Последнее во многом определяется тем, что нелинейность большинства типов ПТ не контролируется разработчиками приборов.



Таблица 4.1

Тип транзистора	$\eta_{\min}$	$\eta$	$\eta_{\max}$
КП101	1,41	1,92	2,12
КП102	1,83	2,04	2,36
КП103	1,34	1,94	2,50
КП301	1,81	1,97	2,13
КП302	1,31	1,62	2,42
КП303	1,40	1,66	2,18
КП305	1,74	2,53	4,31
КП306	1,64	1,91	2,51
КП350	1,42	1,70	2,64
КП902	1,71	2,84	4,37
КП903	1,15	1,53	1,84
КП307	1,51	1,68	1,75
КПС104	1,73	1,85	1,97

В работе [5] для оценки нелинейности характеристики передачи введен коэффициент качества  $M$ , определяемый выражением

$$M = S_0 U_0 / I_{C0}.$$

При квадратичной характеристике передачи ПТ  $M=2$ . Такое же значение в этом случае принимает и используемый нами обобщенный коэффициент нелинейности. Однако вывод, сделанный в [5], о том, что независимо от типа прибора и технологии изготовления характеристика передачи ПТ близка к квадратичной ( $1,8 < M < 2,11$ ), в общем случае нельзя распространить на отечественные ПТ. Он справедлив лишь для ПТ простой конструкции, состоящих из одной элементарной ячейки или малого числа ячеек (КП101, КП102, КП103, КП301), что хорошо согласуется с данными табл. 4.1. У ПТ сложной конструкции (КП302, КП305, КП903 и т. д.) из-за неидентичности элементарных ячеек может наблюдаться существенное отклонение характеристики передачи ПТ от квадратичной зависимости, поэтому и значение может резко отличаться от 2 как у отечественных (см. табл. 4.1), так и у зарубежных ПТ.

На практике часто необходимы ПТ с гарантированным коэффициентом нелинейности. Однако предварительная разбраковка ПТ по этому параметру не должна производиться потребителями, так как это противоречит требованиям ОСТов и ГОСТов по конструированию. Выходом из этого положения было бы выделение на предприятиях, выпускающих ПТ, специальных групп ПТ с гарантированным коэффициентом нелинейности или нормированными характеристиками передачи. Это можно осуществить с помощью ЭВМ по аналогии с разбраковкой ПТ типа КП104 по статическим параметрам, проводимой предприятием-изготовителем.

Как известно, усилительный каскад АМ тракта с ПТ, обладающим характеристикой передачи, близкой к квадратичной, вно-

сит малые перекрестные искажения. Это позволяет ожидать, что чем ближе у ПТ коэффициент  $\eta$  к 2, тем меньше перекрестные искажения он будет создавать. Для разработчиков аппаратуры удобной величиной при оценке перекрестных искажений является напряжение помехи на входе. Зависимости напряжения помехи, при котором усилительный каскад на ПТ вносит 4% перекрестных искажений, от напряжения на затворе для ПТ некоторых типов приведены на рис. 4.3. Очевидно, что наилучшие характеристики с точки зрения перекрестных искажений имеет ПТ простой конструкции — КП301Б, имеющий  $\eta$ , близкий к 2, наихудшие — ПТ сложной конструкции, у которых  $\eta$  значительно отличается от 2, что хорошо согласуется с данными табл. 4.1.

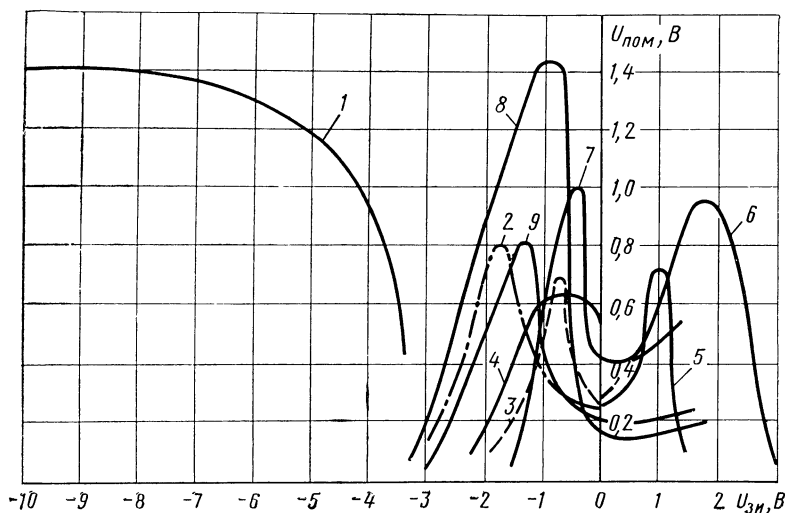


Рис. 4.3. Характеристики перекрестной модуляции ПТ:

1 — КП301Б; 2 — КП303Г; 3 — 2N3823; 4 — 2N5397; 5 — КП103Е; 6 — КП103К; 7 — КП350;  
8 — КП306Ж; 9 — КП305

Коэффициент  $\eta$  характеризует нелинейность ПТ в пределах активной области, указанной на рис. 4.2, а, б. В реальных случаях амплитуда помехи может превышать напряжение  $U_k$  или  $U_{зи\text{отс}}$ . Например, согласно рис. 4.3 допустимое превышение помехой напряжения затвор — исток при  $U_{зи}=0$  составляет 0,2—0,4 В при  $K_n=4\%$ . При увеличении напряжения помехи перекрестные искажения резко возрастают. Это объясняется отсечкой сигнала, обусловленной возникновением прямых токов затвора у ПТ с  $p-n$ -переходом (прямых токов подложки у МДП-транзисторов со встроенным каналом), и отсечкой сигнала, вызванной переходом МДП-транзистора с индуцированным каналом (КП301) в область запираания.

У ПТ с  $p$ — $n$ -переходом и у МДП-транзисторов со встроенным каналом, имеющих характеристики передачи, близкие к квадратичной, и работающих вблизи запириания, перекрестные искажения также увеличиваются. Это происходит потому, что в некоторые моменты времени напряжение на входе ПТ превышает напряжение запириания. Полученные результаты подтверждают результаты теоретического исследования, изложенные в § 4.1.

При разработке усилителей с малыми нелинейными искажениями и использовании ПТ с одинаковыми коэффициентами нелинейности предпочтение следует отдавать транзисторам, имеющим высокие напряжения отсечки. Это видно из сравнения кривых 5 и 6, изображенных на рис. 4.3 (КП103Е имеет  $U_{\text{зиотс}} = 1,1$  В, а КП103К — 2,6 В).

В ряде случаев при выборе ПТ удобно руководствоваться замкнутым из ламповой техники критерием чувствительности, характеризующим изменения коэффициента передачи каскада в пределах размаха входного сигнала:

$$\gamma = \frac{20 \lg (K_1/K_2)}{\Delta U_{\text{вх}}}.$$

Проведем сравнение отечественных ПТ с точки зрения чувствительности, представив коэффициент  $\gamma$  в виде

$$\gamma = \frac{20 \lg (S_1/S_2)}{U_{\text{зиотс}}}$$

(обозначения соответствуют рис. 4.2).

Значения коэффициента  $\gamma$  для некоторых типов отечественных ПТ приведены в табл. 4.2. Анализируя данные таблицы, нелегко заметить, что для всех типов ПТ чувствительность максималь-

Таблица 4.2

Тип транзистора	$S_1$ , мА/В	$S_2$ , мА/В	$U_{\text{зиотс}}$ , В	$\gamma$
КП101В	1	0,1	2	10
КП101Д	1,25	0,08	3,6	6,7
КП103Е	1,1	0,09	0,5	43
КП103М	3,4	0,08	3,6	9,5
КП202А	8	0,07	2	20,6
КП302В	16	0,08	3	15,4
КП303Г	5,0	0,1	2,6	13,1
КП303А	4,7	0,125	1,2	26,3

на в группе ПТ с минимальным напряжением отсечки. Максимальную чувствительность имеют транзисторы с большим значением  $S_1$  и малым  $U_{\text{зиотс}}$ . В регулируемых усилителях приходится выбирать ПТ из компромиссных условий: с точки зрения обеспечения максимальной крутизны регулировочной характеристики ПТ должен иметь максимальный  $\gamma$ , а с точки зрения нелинейных искажений — минимальный  $\gamma$ .

### 4.3. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ШУМОВЫХ ПАРАМЕТРОВ ТРАНЗИСТОРОВ

Анализ шумовых свойств ПТ, как и любого другого активного компонента, включает в себя рассмотрение трех основных составляющих шума: теплового, дробового и составляющей шума фликкер-эффекта.

Источниками шумов в ПТ являются: тепловые шумы канала; генерационно-рекомбинационный шум  $p-n$ -переходов; генерационный шум канала; поверхностные шумы фликкер-эффекта; шумы, вызванные паразитными МДП-структурами; дробовые шумы токов стока и затвора; индуцированный шум токов затвора.

Основной вклад в собственные шумы ПТ вносят тепловые флуктуации носителей в канале. Анализ тепловых шумов ПТ с  $p-n$ -переходом приведен в [99] и других работах, а МДП-ПТ в [9]. Напряжение тепловых шумов в канале модулирует ширину проводящего канала, в результате чего в цепи стока появляется усиленное шумовое напряжение.

Для транзисторов с  $p-n$ -переходом минимальное среднеквадратическое значение шумового напряжения на выходе, определенное в узкой полосе частот  $\Delta f$ ,

$$\overline{u_{\text{шт}}^2} = \frac{4 k T \Delta f}{S_{\text{max}}} A_{1 \min}, \quad (4.25)$$

где  $A_{1 \min}$  — коэффициент, зависящий от конструкции прибора;  $S_{\text{max}}$  — максимальная крутизна характеристики передачи идеального ПТ;  $k$  — постоянная Больцмана;  $T$  — температура, К.

В работе [5] принято значение коэффициента  $A_{1 \min} = 1$ . Чтобы найти шумовое напряжение в широкой полосе частот от  $f_1$  до  $f_2$ , необходимо проинтегрировать (4.25) по частоте в этих пределах:

$$\overline{u_{\text{шт}}^2} = 4 k T \int_{f_1}^{f_2} \frac{A_{1 \min}}{S_{\text{max}}} \Delta f. \quad (4.26)$$

Выражение, полученное для расчета тепловых шумов канала МДП-транзистора, совпадает с (4.25), причем в последнем случае  $A_{1 \min} = 2-4$ .

Для повышения точности расчетов тепловых шумов канала следует учитывать влияние эффективного сопротивления истока  $R_{\text{и}}$  и немодулированного сопротивления стока  $r_{\text{с}}$ . В частности, значение  $S_0$  для реальных ПТ с учетом  $R_{\text{и}}$  определяется по формуле (2.9), а значение

$$A_1 = (A_{1 \min} + S_{\text{max}} R_{\text{и}}) / (1 + S_{\text{max}} R_{\text{и}}).$$

Таким образом, для уменьшения тепловых шумов необходимо уменьшать эффективное сопротивление истока, т. е. следует разрабатывать конструкции приборов с большой крутизной  $S_0$ .

Тепловой шум ПТ имеет нормальное распределение в широком интервале частот. В инженерной практике обычно используют вы-

ражения (4.25) и (4.26), подставляя  $S_0$  вместо  $S_{\max}$  и экспериментально определенные для каждого типа ПТ значения коэффициента  $A_1$  вместо  $A_{1\min}$ .

На низких частотах наиболее существенным является генерационно-рекомбинационный шум, имеющий частотную зависимость типа  $1/f^\alpha$ . Теория генерационно-рекомбинационных шумов  $p$ — $n$ -переходов ПТ развита в работе [98].

Уровень шума фликкер-эффекта у МДП-ПТ существенно выше, чем у ПТ с  $p$ — $n$ -переходом. Это объясняется, как показано в [101], наличием у МДП-ПТ инверсионного слоя. Следовательно, высокий уровень шумов с частотной зависимостью  $1/f^\alpha$  обусловлен принципом управления МДП-ПТ. Эти шумы не поддаются точному расчету. На практике их учитывают, вводя в выражение для теплового шума член, пропорциональный  $1/f^\alpha$ :

$$\overline{u_{\text{шф}}^2} = \overline{u_{\text{шт}}^2} f_{\text{ф}}/f^\alpha, \quad (4.27)$$

где  $f_{\text{ф}}$  — граничная частота фликкер-эффекта. В работе [5] принято  $\alpha = 1$ .

При расчетах НЧ усилителей на ПТ обычно учитывают дробовой шум токов затвора

$$\overline{i_z^2} = 2q I_{z0} \Delta f, \quad (4.28)$$

для ПТ с  $p$ — $n$ -переходом

$$i_z = I_{z0} [\exp(qu_{\text{зи}}/kT) - 1]. \quad (4.29)$$

Учитывая, что составляющие представляют компоненты шумового тока, не коррелированные между собой, определяется общее среднеквадратическое значение шумового тока

$$\overline{i_z^2} = 2q \Delta f I_{z0} [\exp(qu_{\text{зи}}/kT) + 1].$$

В частности, при  $U_{\text{зи}} = 0$

$$\overline{i_z^2} = 4q I_{z0} \Delta f. \quad (4.30)$$

Продифференцировав (4.29) по  $u_{\text{зи}}$ , найдем дифференциальное сопротивление ПТ:

$$R = kT/q I_{z0}. \quad (4.31)$$

Подставив значение  $I_{z0}$  из (4.31) в (4.30), получим уравнение для расчета среднеквадратического значения шумового тока затвора ПТ при  $U_{\text{зи}} = 0$ , совпадающее с формулой Найквиста:

$$\overline{i_z^2} = 4kT \Delta f/R. \quad (4.32)$$

На высоких частотах у ПТ возникают шумы, обусловленные индуцированным током затвора. Причиной появления индуцированного тока затвора являются тепловые флуктуации в канале, которые через емкость затвор—канал проникают во входную цепь.

Как показано в [100], индуцированный ток затвора ПТ с  $p-n$ -переходом определяется выражением

$$\overline{i_{\text{знд}}^2} = \frac{4kT}{S} \Delta f \omega^2 C_{\text{зи}} A_2, \quad (4.33)$$

где коэффициент  $A_2 = 0,3-0,4$  является функцией потенциалов на электродах ПТ.

Индуцированный ток затвора МДП-транзисторов согласно [9]

$$\overline{i_{\text{знд}}^2} = 0,12 \frac{4kT}{S} \Delta f \omega^2 C^2, \quad (4.34)$$

где  $C$  — емкость затвор — канал.

Выражения (4.33) и (4.34) совпадают при  $C_{\text{зи}} = 0,54C$ .

На рис. 4.4 изображена эквивалентная схема с учетом рассмотренных источников собственных шумов ПТ. В ней представлены источники тепловых шумов, обусловленные наличием у реального ПТ эффективного сопротивления истока  $R_{\text{и}}$ , немодулированного сопротивления стока  $r_c$ , а также омического сопротивления контакта затвора  $r_3$ . Кроме того, учтено, что реальным ПТ помимо напряжения затвор — исток управляет дополнительно напряжение  $U_{\text{и}}$ , появляющееся при протекании тока стока через сопротивление истока.

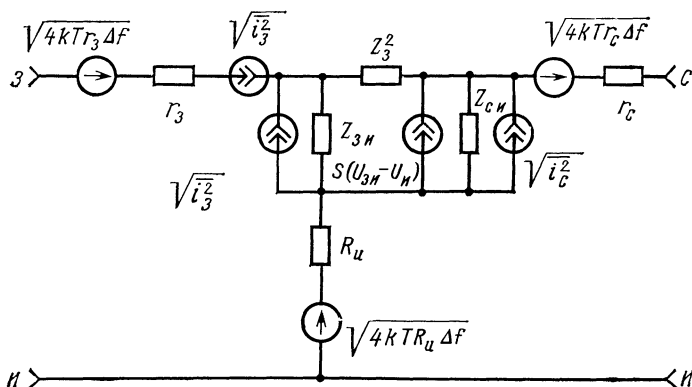


Рис. 4.4. Эквивалентная схема ПТ с учетом источников собственных шумов

Шумовые свойства ПТ, как и любого другого активного элемента, можно характеризовать двумя генераторами шума, между которыми в общем случае существует корреляция. Если шумы привести ко входу, то в качестве шумовых параметров удобно использовать: генератор ЭДС шума  $u_{\text{ш}}$ , включенный последовательно со входом; генератор шумового тока  $i_{\text{ш}}$ , шунтирующий вход, и коэффициент корреляции между ними  $s$ . Параметры  $u_{\text{ш}}$ ,  $i_{\text{ш}}$ ,  $s$  частотно-зависимы. Их можно определить либо экспериментально, либо исходя из анализа физических источников шума.

Значение ЭДС шума  $u_{ш}$  можно найти аналитически, используя (4.25) и (4.27):

$$u_{ш} = \sqrt{\frac{4 k T \Delta f}{S_0} A_1 \left( 1 + \frac{f}{f_{\alpha}} \right)}, \quad (4.35)$$

где  $S_0$  — максимальная крутизна характеристики передачи реального ПТ (принята равной  $S_{\max}$ );  $A_1$  — коэффициент, зависящий от конструкции прибора, принят равным  $A_{1\min}$ .

Для транзисторов с  $p$ - $n$ -переходом значение шумового тока при  $u_{зи} = 0$  согласно выражениям (4.30) и (4.33)

$$i_{ш} = \sqrt{4q I_{30} \Delta f + \frac{4 k T}{S_0} \Delta f \omega^2 C_{зи}^2 A_2}.$$

Коэффициент корреляции определяется следующим образом:

$$c = \frac{u_{ш} i_{ш}}{\sqrt{u_{ш}^2 i_{ш}^2}}. \quad (4.36)$$

На практике часто используют другой шумовой параметр — дифференциальный коэффициент шума  $K_{ш}$ , представляющий собой отношение мощности всех шумов, приведенных ко входу, к той ее части, которая вызвана тепловым шумом сопротивления источника. Дифференциальный коэффициент шума определяется в узкой полосе частот. Его нетрудно выразить через параметры  $u_{ш}$ ,  $i_{ш}$ ,  $c$ , если заменить два статических зависимых источника тремя независимыми:

$$\overline{u_{\Sigma}^2} = (\overline{u_{ш}} + \overline{i_{ш} R_r})^2 = \overline{u_{ш}^2} + \overline{i_{ш}^2} R_r^2 + 2 \overline{u_{ш} i_{ш}} R_r. \quad (4.37)$$

С учетом (4.36) выражение (4.37) принимает вид

$$\overline{u_{\Sigma}^2} = \overline{u_{ш}^2} + \overline{i_{ш}^2} R_r^2 + 2 c R_r \sqrt{\overline{u_{ш}^2} \overline{i_{ш}^2}}.$$

При этом коэффициент шума  $K_{ш}$  выражается следующим образом:

$$K_{ш} = (\overline{u_{шг}^2} + \overline{u_{\Sigma}^2}) / \overline{u_{шг}^2} = 1 + \overline{u_{\Sigma}^2} / \overline{u_{шг}^2}.$$

Тепловые шумы сопротивления  $R_r$  определяются формулой Найквиста:

$$\overline{u_{шг}^2} = 4 k T R_r \Delta f. \quad (4.38)$$

Коэффициент шума с учетом (4.38) имеет вид

$$K_{ш} = 1 + \frac{\overline{u_{ш}^2} / R_r + \overline{i_{ш}^2} R_r + 2 c \sqrt{\overline{u_{ш}^2} \overline{i_{ш}^2}}}{4 k T \Delta f}. \quad (4.39)$$

Из выражения (4.39) следует, что, зная параметры  $u_{ш}$ ,  $i_{ш}$ ,  $c$ , легко вычислить  $K_{ш}$  и, наоборот, зная значения  $K_{ш}$  при трех значениях сопротивления источников  $R_r$ , нетрудно определить параметры  $u_{ш}$ ,  $i_{ш}$ ,  $c$ .

В работах [96, 97], посвященных анализу шумов транзисторных цепей в области звуковых частот, показано, что в инженерной практике шумовые свойства транзисторов целесообразно характеризовать только двумя параметрами: сопротивлением генератора шумового напряжения  $R_n$  и сопротивлением генератора шумового

тока  $R_T$ . Выражения для упомянутых шумовых параметров в [96, 97] не приводятся, однако их нетрудно получить из (4.32) и (4.35):

$$R_H = A_1 (1 + f_\Phi / f^\alpha) / S = \overline{u_{\text{шт}}^2} / 4 k T \Delta f, \quad (4.40)$$

$$R_T = k T / q I_{30} = 4 k T \Delta f / i_3^2. \quad (4.41)$$

Коэффициент шума согласно [97] определяется выражением

$$K_{\text{ш}} = 1 + R_H / R_T + R_T / R_T. \quad (4.42)$$

Оптимальное значение сопротивления источника сигнала определяется выражением

$$R_{\text{опт}} = \sqrt{R_H R_T}. \quad (4.43)$$

Подстановка (4.43) в (4.42) позволяет найти минимальный коэффициент шума:

$$K_{\text{ш min}} = 1 + 2 \sqrt{R_H / R_T}. \quad (4.44)$$

На высоких частотах корреляция генераторов шумов проявляется в появлении индуцированных токов затвора, определяемых выражениями (4.33) и (4.34). На частотах, где выполняется неравенство  $R_H \omega^2 C_{\text{зи}}^2 \gg 1$ , влиянием составляющей шумового тока затвора можно пренебречь и, учитывая только влияние индуцированного тока затвора, выражение для шумового сопротивления тока затвора можно записать в виде

$$R_T = 1 / \omega^2 C_{\text{зи}}^2 R_H A_2. \quad (4.45)$$

Подставив (4.45) в (4.44), найдем минимальный коэффициент шума ПТ на высоких частотах:

$$K_{\text{ш min}} = 1 + 2 \omega C_{\text{зи}} R_H \sqrt{A_2}. \quad (4.46)$$

Например, если  $C_{\text{зи}} = 10^{-11}$  Ф,  $S = 2$  мА/В,  $A_1 = 0,7$ ,  $A_2 = 0,3$ , то на частоте 100 МГц  $K_{\text{ш min}} = 3,7$  или  $K_{\text{ш min}} = 10 \lg 3,7 = 5,7$  дБ. Уравнение (4.42) более удобно для использования в инженерной практике. Значения шумовых параметров  $R_H$  и  $R_T$  нетрудно определять на любых частотах и при изменении режима работы как ПТ, так и электронных ламп и биполярных транзисторов. Следовательно, их целесообразно использовать в качестве основных при сравнительном анализе шумовых свойств активных компонентов.

#### 4.4. СРАВНЕНИЕ АКТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ПО УРОВНЮ СОБСТВЕННЫХ ШУМОВ

Для того чтобы определить место ПТ среди активных элементов, необходимо провести сравнительное исследование последних с точки зрения собственных шумов. Результаты экспериментального исследования собственных шумов в области низких частот отечественных и некоторых зарубежных типов биполярных транзисторов электронных ламп и ПТ приведены в [4].



Шумовые свойства биполярных транзисторов существенно зависят от сопротивления источника сигнала  $R_r$ . Например, при  $R_r=0$  напряжение собственных шумов может составлять 0,4—0,5 мкВ в полосе 20 Гц—20 кГц. Однако при  $R_r=1$  кОм напряжение собственных шумов возрастает примерно в 3 раза, а при  $R_r=1$  МОм оно может превышать 100 мкВ. Для получения оптимальных шумовых параметров биполярного транзистора уменьшают ток коллектора и напряжение коллектор—эмиттер по сравнению с типовым режимом, что сопровождается уменьшением коэффициента усиления и ухудшением частотных свойств. Коэффициент шума биполярных транзисторов, определенный на частоте 1 кГц в полосе 1 Гц при  $R_r=0,6$ —1 кОм, равен для малошумящих низкочастотных транзисторов 1—5 дБ, при этом шумовое напряжение 1—6 нВ.

Как показано в § 4.3, шумовые свойства любого активного элемента удобно характеризовать двумя шумовыми параметрами  $R_n$  и  $R_r$ . Эти величины для биполярного транзистора определяются выражениями, приведенными в [97]:  $R_r=2\beta/S$ ,  $R_n=r_6+1/2S$ , где  $\beta$  — коэффициент усиления по току;  $S$  — крутизна в рабочей точке;  $r_6$  — сопротивление базы.

Значения шумовых параметров и их зависимость от режима работы обычного биполярного транзистора ( $\beta=200$ ,  $r_6=200$  Ом) можно определить из рис. 4.5 [97]. Для реализации режима, обеспечивающего минимальный коэффициент шума, необходимо, чтобы сопротивление источника сигнала было равно среднегеометрическому  $R_n$  и  $R_r$ . Для обеспечения температурной стабильности и частотных свойств обычно ток коллектора в точке покоя выбирают большим 0,1 мА; при этом  $R_r$  не превышает  $10^5$  Ом. При увеличении тока коллектора  $R_r$  уменьшается, в то время как  $R_n$  практически не меняется.

Следует отметить, что коэффициент шума активного элемента и его изменение при изменении сопротивления источника сигнала

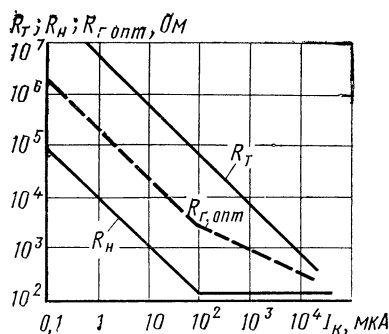


Рис. 4.5. Зависимость шумовых параметров от режима работы биполярного транзистора

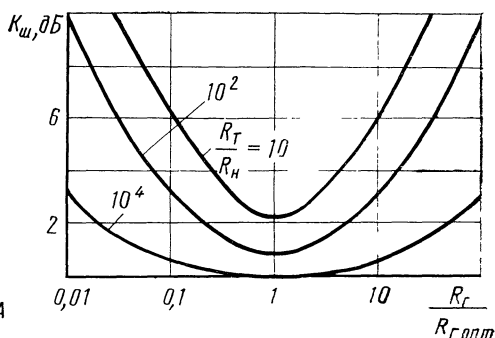


Рис. 4.6. Зависимость коэффициента шума от сопротивления источника сигнала

очень сильно зависят от соотношения шумовых параметров  $R_T$  и  $R_H$ . Как видно из рис. 4.6, с точки зрения собственных шумов предпочтение следует отдавать элементам с максимальным отношением  $R_T/R_H$ . У биполярных транзисторов в оптимальном режиме отношение  $R_T/R_H$  может быть большим, однако оно резко уменьшается при больших токах коллектора (см. рис. 4.5).

Анализируя данные по низкочастотным шумам электронных ламп, можно сделать следующий вывод. Наименьший уровень собственных шумов имеют нувисторы ( $U_{ш}=0,4-0,7$  мкВ в полосе  $20-20 \cdot 10^3$  Гц), которые имеют симметричную конструкцию консольного типа, что обуславливает равномерное распределение поля и, следовательно, более низкий уровень фликкер-шумов. Напряжение собственных шумов нувисторов, определенное на частоте 1000 Гц в полосе 1 Гц, равно  $2-7$  нВ, т. е. соответствует уровню лучших биполярных транзисторов. Для определения шумового параметра  $R_H$  можно использовать известное из ламповой техники выражение

$$R_H = A_1/S, \quad (4.47)$$

где  $A_1=2,4$  для вакуумного триода.

Сравнивая выражения (4.47) и (4.40), нетрудно заметить, что вакуумный триод и МДП-транзистор имеют при равных параметрах примерно одинаковые значения  $R_H$ . Такое же значение шумового параметра имеют и ПТ с  $p-n$ -переходом при крутизне в 3,5 раза меньшей, чем сравниваемые.

Рассматривая участок сетка — катод электронной лампы как диод с вольт-амперной характеристикой  $i_c = I_{c0} \exp(qu_{ck}/kT_\alpha)$ , находим входное сопротивление:

$$R_{вх} = k T_\alpha / I_{c0} q \exp(qu_{ck}/kT_\alpha), \quad (4.48)$$

где  $I_{c0}$  — начальный ток сетки;  $u_{ck}$  — напряжение сетка — катод;  $T_\alpha$  — абсолютная температура катода.

Токи сетки обычных электронных ламп составляют  $0,1-0,01$  мкА (например, в паспортных данных нувисторов указано  $I_{c0} < 0,3$  мкА). При этом шумовой параметр  $R_T$  может достигать  $10^7$  Ом, т. е. значительно превышать значения, типичные для биполярных транзисторов. Однако с точки зрения  $R_T$  электронные лампы уступают ПТ. Это обусловлено малыми входными токами последних. Входные токи обычных ПТ лежат в пределах  $10^{-8}-10^{-11}$  А, уменьшаясь до  $10^{-15}$  А у некоторых типов МДП-транзисторов. Поэтому на низких частотах значение  $R_T$  у ПТ может превышать  $10^9$  Ом.

Данные о низкочастотных шумах отечественных и некоторых типов зарубежных ПТ сведены в табл. 4.3. Из таблицы видно, что напряжение собственных шумов  $U_{ш}$  лучших типов ПТ в полосе  $20-20 \cdot 10^3$  Гц составляет  $0,4-1,0$  мкВ, т. е. примерно такое же, как у лучших электронных ламп и биполярных транзисторов. Напряжение собственных шумов, определенное на частоте 1000 Гц в полосе 1 Гц, у лучших типов ПТ соответствует лучшим типам ламп и биполярных транзисторов ( $U_{ш}=2-6$  нВ).

Сравнивая ПТ, необходимо отметить следующее: с точки зрения низкочастотных шумов предпочтение следует отдавать ПТ с  $p-n$ -переходом и  $n$ -каналом. Как следует из табл. 4.3, наимень-

Таблица 4.3

Тип тран- зистора	Тип канала	Структура	$U_{СИ}, В$	$U_{ЗИ}, В$	$R_r, Ом$	$U_{ш}, нВ/Гц^{1/2}$ $f=10^3 Гц$	$U_{ш}, мкВ, при$ $\Delta f=20-20 \cdot 10^3 Гц$
КП101В	<i>p</i>	<i>p-n</i> -триод	-3,5	0	100	—	14
КП102Ж	<i>p</i>	<i>p-n</i> -триод	-4,0	0	100	90	16
КП103Е	<i>p</i>	<i>p-n</i> -триод	-2,0	+0,1	100	32	2,0
КП301Б	<i>p</i>	МДП-триод	-4,7	-3,6	100	110	7,5
КП302В	<i>n</i>	<i>p-n</i> -триод	+3,0	-0,3	100	9	0,6
КП303Г	<i>n</i>	<i>p-n</i> -триод	+1,5	-0,5	100	6	0,51
КП303Г	<i>n</i>	<i>p-n</i> -триод	+1,5	-0,5	$10^6$	—	17
КП305Д	<i>n</i>	МДП-триод	+11,5	+0,6	100	120	13
КП307	<i>n</i>	<i>p-n</i> -триод	+3,6	-1,1	100	2	0,42
КП307	<i>n</i>	<i>p-n</i> -триод	+3,6	-1,1	$10^6$	—	15
КП903В	<i>n</i>	<i>p-n</i> -триод	+1,6	-2,4	100	6	0,53
КП902	<i>n</i>	МДП-триод	+1,0	-6,0	100	130	7
2N2500	<i>p</i>	<i>p-n</i> -триод	-10,0	0	100	—	1,6
2N3436	<i>n</i>	<i>p-n</i> -триод	+10,0	-1,8	100	—	1,5
2NК16	<i>n</i>	<i>p-n</i> -триод	+5,0	-0,6	100	—	0,83

шее напряжение собственных шумов имеет ПТ с *p-n*-переходом и *n*-каналом: КП303Г, КП307, КП302, КП903 и др.

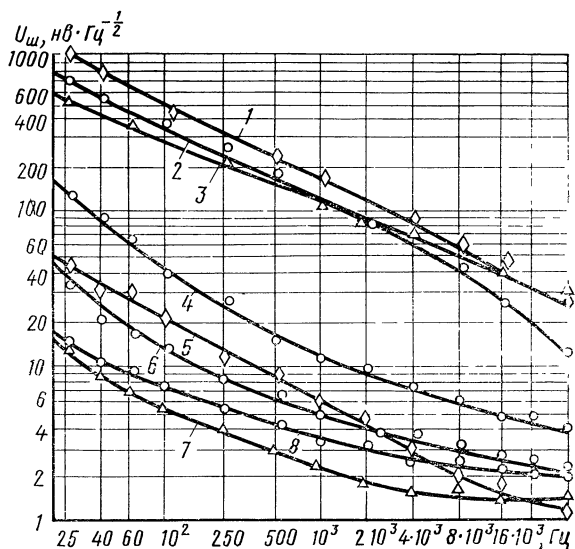
При одинаковых конструкциях, технологии изготовления и режимах испытаний ПТ с *p-n*-переходом и *n*-каналом имеют более высокие значения крутизны и меньшие токи утечки по сравнению с транзисторами, имеющими *p*-канал. Это обуславливает более высокие значения  $R_r$  и более низкие значения  $R_n$  у *n*-канальных транзисторов и, следовательно, их лучшие шумовые свойства. МДП-транзисторы имеют в полосе  $20-20 \cdot 10^3$  Гц примерно на порядок больший уровень собственных шумов, чем лучшие образцы транзисторов с *p-n*-переходом.

Характеристики спектральной плотности напряжения собственных шумов для ПТ и малошумящей электронной лампы 6С51Н приведены на рис. 4.7. Кривые достаточно точно отражают тот факт, что для исследованных МДП-транзисторов предельная частота фликкер-эффекта выше 40 кГц, в то время как для лучших образцов ПТ с *p-n*-переходом (КП307, КП303) она равна 1—4 кГц. Ощущается необходимость в малошумящих ПТ с гарантированной граничной частотой фликкер-эффекта, так как выпускаемые в настоящее время имеют существенный разброс от образца к образцу в характере зависимости спектральной плотности напряжения собственных шумов.

Следует отметить, что ведутся работы по созданию малошумящих МДП-транзисторов и усилителей в интегральном исполнении на их основе. Спектральная плотность напряжения шума у лучших типов МДП-транзисторов  $10-20$  нВ/Гц<sup>1/2</sup> на частоте 100 Гц.

Рис. 4.7. Спектральные плотности напряжения собственных шумов:

1 —  $n$ -канального МДП-тетрода типа КП306; 2 —  $p$ -канального МДП-транзистора типа КП301; 3 —  $n$ -канального МДП-транзистора типа КП305; 4 —  $p$ -канального  $p$ - $n$ -ПТ типа КП103Е; 5 —  $n$ -канального  $p$ - $n$ -ПТ типа КП903; 6 —  $n$ -канального  $p$ - $n$ -ПТ типа КП303Г; 7 —  $n$ -канального  $p$ - $n$ -ПТ типа КП307; 8 — нувистора типа 6С51Н



Усилитель на МДП-транзисторах типа К167УНЗ, как указано в [27], имеет спектральную плотность  $40 \text{ нВ/Гц}^{1/2}$ , а частотная зависимость спектральной плотности напряжения шума близка к аналогичной зависимости ПТ с  $p$ - $n$ -переходом типа КП303Г (кривая 6 на рис. 4.7).

## 4.5. ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ УСИЛИТЕЛЬНЫХ КАСКАДОВ

Формулы для расчета элементов и основных характеристик усилительного каскада на ПТ приведены в табл. 2.1. Представляет интерес вопрос, каким образом можно реализовать усилительный каскад на ПТ с малыми собственными шумами, с широкой полосой пропускания и максимальным усилением.

Шумовые параметры  $R_t$  и  $R_n$  ПТ в функции от тока стока и напряжения затвор — исток иллюстрирует рис. 4.8. Важным достоинством ПТ в отличие от биполярных транзисторов является возможность реализации одновременно хороших шумовых и частотных свойств. Отношение шумовых параметров  $R_t$  и  $R_n$  у лучших типов ПТ значительно превышает аналогичное для биполярных транзисторов и электронных ламп. Поэтому минимальный коэффициент шума ПТ наблюдается при большом сопротивлении источника сигнала и мало изменяется при изменении сопротивления источника сигнала в широких пределах (см. рис. 4.6). Оптимальное сопротивление источника сигнала является функцией режима ПТ (рис. 4.8, а, б) и частоты (рис. 4.8, в). На очень высоких частотах вследствие уменьшения  $R_t$  из-за индуцированного шума затвора оптимальное сопротивление источника сигнала ПТ может оказать-

ся равным оптимальному сопротивлению, определенному для биполярного транзистора.

О шумовых свойствах ПТ в области высоких частот можно судить, анализируя данные табл. 4.4, в которой приведены минимальные значения коэффициента шума, полученные теоретически

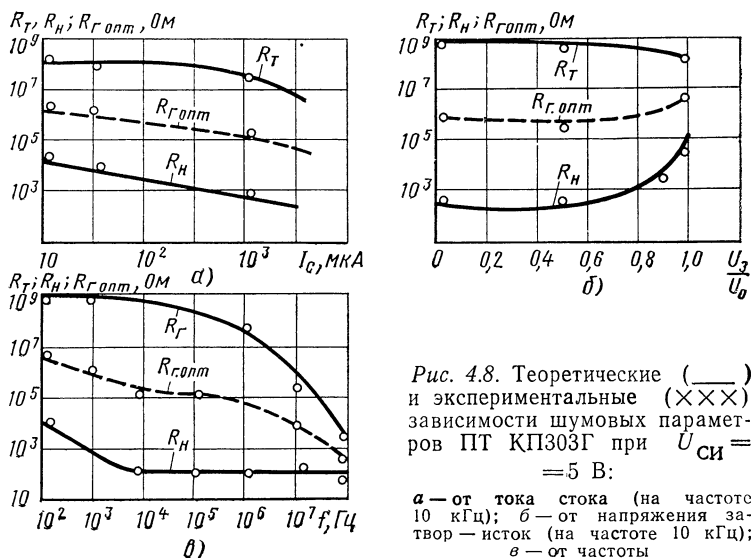


Рис. 4.8. Теоретические (—) и экспериментальные (×××) зависимости шумовых параметров ПТ КП303Г при  $U_{си} = 5$  В:

а — от тока стока (на частоте 10 кГц); б — от напряжения затвор — исток (на частоте 10 кГц); в — от частоты

и экспериментально для высокочастотных отечественных ПТ. Для расчета минимального коэффициента шума было использовано выражение (4.46), преобразованное с учетом (4.25), (4.33) и (4.34):

$$K_{ш \min} = 10 \lg \{1 + (1,4 - 3,2) \cdot 10^{-2} C_{зи}/S\},$$

для транзисторов с  $p-n$ -переходом

$$K_{ш \min} = 10 \lg \{1 + (4,2 - 5,3) \cdot 10^{-3} f C_{зи}/S\}.$$

Таблица 4.4

Тип тран- зистора	Структура	$S$ , мА/В	$C_{зи}$ , пФ	$f_{0\text{эсп}}$ , МГц	$K_{ш \text{ теор.}}$ , дБ	$K_{ш \text{ эксп.}}$ , дБ
КП305	МДП-триод	3	3,1	100	1,9—3,9	3,5
КП301	МДП-триод	2,6	2	100	3,2—5,4	5
КП902	МДП-триод	15,2	8	250	4,6—7,2	5,2
КП306	МДП-триод	6,2	3	250	4,3—6,9	4,9
КП350	МДП-триод	8,2	3,1	250	3,6—6	4,1
КП303	$p-n$ -триод	2,8	5,9	100	2,79—3,28	3
КП307	$p-n$ -триод	8	6	100	1,2—1,46	1,4
КП903	$p-n$ -триод	100	18,0	100	0,33—0,48	—

Как следует из табл. 4.4, значения коэффициента шума, определенные экспериментально, лежат в пределах значений, предсказываемых теорией. Дальнейшее повышение точности расчета возможно в результате уточнения значений коэффициентов  $A_1$  и  $A_2$ , входящих в исходные уравнения (4.35) и (4.46) для ПТ каждого типа.

Полевые транзисторы лучших типов по шумовым свойствам в области высоких частот находятся на уровне современных биполярных транзисторов. В диапазоне СВЧ лучшие шумовые свойства имеют ПТ с барьером Шотки (см. § 4.6).

Необходимо отметить, что с точки зрения шумовых свойств в области низких частот следует использовать ПТ с максимальным отношением крутизны к току затвора, в то время как в области высоких частот — с максимальным отношением крутизны к емкости затвор — исток. Следует также учитывать, что на очень высоких частотах шумовой параметр  $R_n$  становится частотно-зависимым из-за комплексного характера крутизны.

Исследования зависимости коэффициента шума от режима работы ПТ при сопротивлении источника сигнала 1 МОм показали, что минимальный коэффициент шума достигается при малых напряжениях на затворе и напряжении на стоке, близком к напряжению отсечки ПТ. Это объясняется тем, что токи затвора в указанной области невелики, крутизна ПТ близка к максимальной и выходное сопротивление достаточно высоко.

При малых сопротивлениях источника сигнала ( $R_r \leq 1$  кОм) токи затвора практически не вносят вклада в шумы ПТ, и зависимость напряжения собственных шумов от режима работы имеет вид, изображенный на рис. 4.7. Напряжение собственных шумов ПТ минимально при малых напряжениях затвор — исток и напряжении на стоке, превышающем напряжение отсечки. При напряжениях сток — исток, меньших напряжения отсечки, рост собственных шумов обусловлен переходом рабочей точки в омическую область выходных вольт-амперных характеристик, где уменьшается крутизна и резко падает выходное сопротивление. При больших напряжениях затвор — исток уровень шума возрастает из-за значительного уменьшения крутизны, при этом ухудшаются и частотные свойства ПТ. При малых напряжениях на затворе в области усиления характеристик крутизна ПТ близка к максимальной и практически не меняется при изменении напряжения сток — исток. Здесь уровень собственных шумов минимален и слабо зависит от напряжения сток — исток. При работе ПТ в широком диапазоне выходных сигналов с точки зрения шумовых свойств и нелинейных искажений целесообразно выбирать напряжения сток — исток большим, чем напряжение отсечки, на величину, по меньшей мере, равную максимальной амплитуде сигнала на выходе ПТ.

Частотные свойства ПТ удобно характеризовать предельной частотой усиления по мощности, используя известное для ламповой техники выражение

Таблица 4.5

Тип транзистора	$S$ , мА/В	$C_{12н}$ , пФ	$f_{пред}$ , МГц
КП101	0,5—1,1	10	2,4—17,5
КП102	0,25—1,3	5	8,0—41,4
КП103	0,4—4,4	8	8,0—88,0
КП301	1,0—2,5	1,0	159—398
КП302	5,0—25	8	100—500
КП303	1,0—7,0	2	80—560
КП305*	2,5—10	1,3	307—1225
КП306*	3,0—8,0	0,07	3340—8900
КП350*	6,0—8,0	0,07	6680—8900
КП307	5,0—8,0	2,0	398—635
КП901*	50—160	10	796—2548
КП902*	10—25	0,8	1990—4976
КП903*	50—140	15	538—1486
КП904*	250—390	20	1990—3105
КП905*	18—39	0,4	7165—15 525
КП907*	110—200	1,5	11 677—21 231
КП908*	24—40	0,6	6369—10 616

$$f_{пред} = S/2\pi C_{12н} \quad (4.49)$$

Значения предельной частоты усиления по мощности для отечественных ПТ сведены в табл. 4.5.

Для транзисторов, помеченных звездочкой, формула (4.49) дает завышенные результаты, так как она не учитывает распределенный характер структуры ПТ, геометрию канала, наличие немодулированных сопротивлений истока, стока и затвора, т. е. факторы, с которыми нельзя не считаться в диапазоне СВЧ. При анализе СВЧ усилителей целесообразно использовать схему ПТ с распределенными параметрами, которая рассмотрена в § 1.5.

При необходимости реализовать максимальный коэффициент усиления следует использовать ПТ, имеющие максимальные отношения крутизны к току стока. Максимальное отношение крутизны к току стока имеют ПТ с малыми напряжениями отсечки. Это вытекает из теории ПТ, изложенной в § 2.1. Например, для ПТ с  $p-n$ -переходом, подставляя (2.2) в (2.3), учтя, что  $U_0$  близко к  $U_{зиотс}$ , и выполнив элементарные преобразования, получим  $S_0/I_{с0} = 2/U_{зиотс}$ . Значения  $S_0$ ,  $I_{с0}$ ,  $U_{зиотс}$  приводятся в паспортных данных ПТ.

С ростом запирающего напряжения  $U_{зи}$  у идеального ПТ ток стока уменьшается по квадратичному закону, а крутизна — по линейному. Таким образом, с ростом запирающего напряжения  $U_{зи}$  увеличивается отношение крутизны ПТ к току стока. Это позволяет при фиксированном напряжении источника питания использовать более высокоомные сопротивления нагрузки каскада, чем при  $U_{зи} = 0$ , и, следовательно, добиться максимального коэффициента усиления. Положительное влияние в таком случае оказывает и возрастание выходного сопротивления ПТ с увеличением запирающего напряжения  $U_{зи}$ .

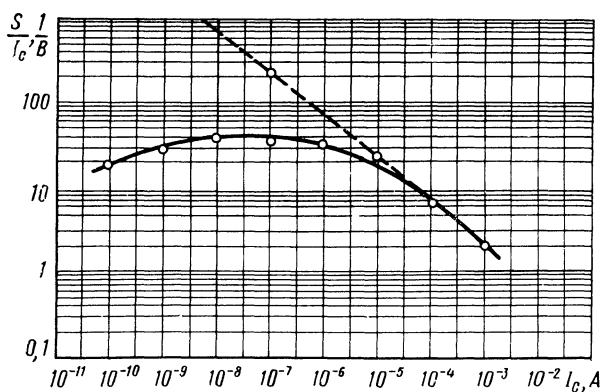


Рис. 4.9. Теоретическая (— — —) и экспериментальная (—) зависимости крутизны от тока стока ПТ

Характеристики реальных отечественных ПТ отличаются от идеальных (рис. 4.9). У реальных ПТ при малых токах стока наблюдается максимум отношения крутизны к току стока (20—40) В<sup>-1</sup>. Аналогичные свойства имеют электронные лампы и зарубежные ПТ [95]. Эту особенность необходимо учитывать при разработке усилителей с максимальным усилением на ПТ.

#### 4.6. ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ В РЕЖИМЕ УСИЛЕНИЯ

Полевые транзисторы в режиме усиления находят широкое применение в аналоговой электронной аппаратуре как на дискретных элементах, так и на ИС. Здесь ПТ часто используются в комбинации с биполярными транзисторами для обеспечения высокого входного сопротивления, низкого уровня собственных шумов в роли динамических нагрузок усилительных каскадов. Они также используются в качестве усилительных элементов с малыми нелинейными и частотными искажениями. Основные типы устройств с ПТ в режиме усиления приведены в табл. 4.6.

Особенности некоторых электронных устройств с ПТ в режиме усиления рассматриваются ниже.

##### УСИЛИТЕЛИ С ВЫСОКИМ ВХОДНЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ

В технике широкое применение находят усилители с высоким входным сопротивлением. Основными требованиями, предъявляемыми к ним, являются: широкий диапазон входных напряжений; низкий порог чувствительности; высокие стабильность и коэффициент усиления; малые частотные и нелинейные искажения; малые габаритные размеры и масса.

Рассмотрим особенности усилителей, отвечающих перечисленным требованиям, на примере схемы, приведенной на рис. 4.10.



Класс устройств	Изделия с ПТ
Повторители напряжения	К284УЕ1
Схемы частотной селекции, активные фильтры	К284СС2
Усилители напряжения	К167УН3, К226УН1, К504УН1, К226УН5, К504УН2
Операционные усилители	К140УД8, КР544УД1, К544УД1, К544УД2, К284УД1, К284УД2, К140УД13, 574УД2, 744УД1
Стабилизаторы тока и напряжения	К142ЕН1, К142ЕН2
Усилители мощности, широкополосные и СВЧ усилители	Усилители, описанные в [51, 52]
Автогенераторы	Автогенераторы, описанные в [83]
Смесители	К504НТ1, К504НТ2, К504НТ3, К504НТ4. Смесители, описанные в [32]

Для стабилизации коэффициента усиления и обеспечения других качественных показателей усилитель должен быть охвачен отрицательной обратной связью. Усилитель с обратной связью будет работать устойчиво, если частотная характеристика определяется одним каскадом, а остальные имеют равномерную амплитудно-частотную характеристику в рабочем диапазоне частот. Уменьшение нижней граничной частоты при обычной схеме усилителя

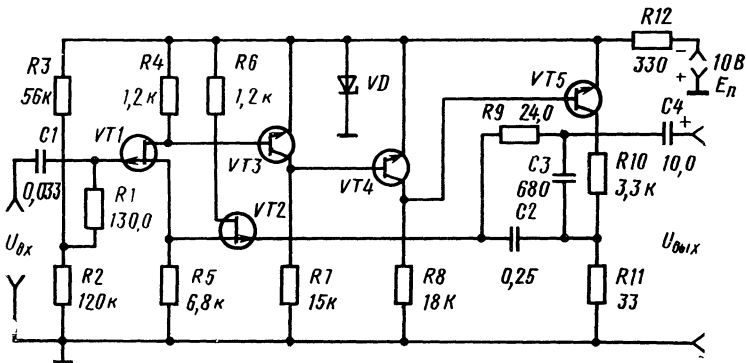


Рис. 4.10. Схема усилителя с высоким выходным сопротивлением:  
VT1, VT2 — КП103; VT3, VT4, VT5 — МП112; VD — Д814А

требует конденсаторов большей емкости. Схемы можно упростить, если использовать усилитель постоянного тока с двумя цепями обратной связи: по постоянному току для стабилизации режима и по сигналу для стабилизации усиления.

Эффективная стабилизация режима по постоянному току достигается 100 %-ной ООС. Для устранения этой связи на частоте сигнала необходимо использовать фильтр нижних частот с достаточным ослаблением. Один из вариантов усилителя, построенного с использованием такого принципа, описан в [32]. Высокое входное сопротивление при малом уровне собственных шумов и минимальном числе деталей достигается применением ПТ во входном каскаде. Если обратная связь подается на затвор ПТ, то можно выполнить малогабаритный RC-фильтр из конденсаторов малой емкости и резисторов порядка десятков мегаом.

В последующих каскадах целесообразно применять биполярные транзисторы, имеющие большой коэффициент усиления по напряжению. Обычно предпочтение отдают кремниевым транзисторам с повышенной термостабильностью. Кроме того, кремниевые биполярные транзисторы могут работать с равными напряжениями на коллекторе и базе, что позволяет непосредственно соединять коллектор одного транзистора с базой следующего в нескольких каскадах с общим эмиттером.

Как следует из рис. 4.10, усиление определяется коэффициентом  $\beta_{оос}$ :  $K=1/\beta_{оос} \approx R10/R11$ . Глубина ООС, измеренная на частоте 1000 Гц, равна 30 дБ. Нижняя граничная частота усилителя определяется выбором постоянной времени фильтра  $R9, C2$ , которую можно рассчитать по формуле  $\tau = K_{оос}/\omega_n$ , где  $K_{оос}$  — коэффициент усиления по напряжению с учетом ООС;  $\omega_n$  — нижняя граничная частота.

Верхняя граничная частота определяется выбором емкости конденсатора  $C3$ , который обеспечивает плавный спад амплитудно-частотной характеристики выше частоты среза. Благодаря этому повышается устойчивость усилителя на высоких частотах.

На шумовые параметры и стабильность усилителя по постоянному току существенно влияет резистор  $R1$ .

Нетрудно показать, что среднеквадратическое значение шумового тока

$$\overline{i_{\Sigma}^2} = \overline{i_{ш}^2} + \overline{u_{ш}^2}/R1^2 + 4kT\Delta f R1 + 2c\sqrt{\overline{u_{ш}^2} \overline{i_{ш}^2}}/R1,$$

где  $i_{ш}$  — шумовой ток транзистора;  $u_{ш}$  — шумовое напряжение транзистора;  $c$  — коэффициент корреляции.

Приведенная формула показывает, что резистор  $R1$  существенно влияет на шумовой ток усилителя. В высокочувствительном усилителе, предназначенном для работы с высокоомными источниками сигналов, сопротивление  $R1$  желательно выбирать возможно большим. В таком усилителе преобладающую роль будут играть шумы за счет термического тока сопротивления, определяемого по формуле Найквиста, и шумового тока затвора, опре-

деляемого по формуле Шотки. Но беспрдельно увеличивать сопротивление  $R_1$  нельзя, так как это приведет к нестабильности усилителя по постоянному току из-за падения напряжения на этом сопротивлении, вызванного протеканием тока затвора. В усилителе сопротивление  $R_1$  было выбрано равным 130 МОм. Усилитель испытывался в интервале температур 4 ... 85°С, коэффициент усиления до температуры 50°С не изменялся.

#### Технические данные усилителя

Коэффициент усиления напряжения, дБ . . . . .	40
Неравномерность частотной характеристики в полосе частот 20 Гц—15 кГц, дБ, менее . . . . .	0,5
Коэффициент нелинейных искажений при выходном напряжении 1 В на нагрузке 3 кОм, %, не более . . . . .	0,5
Уровень собственных шумов, дБ, приведенный в полосу 20 Гц—15 кГц . . . . .	—105
Динамический диапазон входных напряжений, дБ . . . . .	60
Входное сопротивление на частоте 20 Гц, МОм . . . . .	130
Входная емкость на частоте 15 кГц, пФ . . . . .	5
Мощность, потребляемая от источника питания, мВт . . . . .	50

### МАЛОШУМЯЩИЕ УСИЛИТЕЛИ

Применение ПТ во входных каскадах усилителей позволяет реализовать их низкий уровень собственных шумов и высокое входное сопротивление. Большое отношение шумовых параметров  $R_T$  к  $R_n$  обеспечивает малый коэффициент шума усилителей при использовании как низкоомных, так и высокоомных источников сигнала. Это выгодно отличает усилители с ПТ от усилителей на биполярных транзисторах.

Особенности малошумящих усилителей с ПТ рассмотрим на примерах микрофонного усилителя и установки для исследования шумовых свойств активных элементов.

Малошумящий микрофонный усилитель разработан для усиления сигналов в полосе частот 20 Гц—20 кГц, развиваемых пьезоэлектрическими и конденсаторными микрофонами низкой чувствительности (10—50 мкВ/бар). Основные требования, предъявляемые к усилителю: усиление напряжения, достаточное для регистрации типовой аппаратурой; низкий уровень собственных шумов; высокое входное сопротивление; малые габаритные размеры и потребляемая мощность.

Перечисленным требованиям удовлетворяет усилитель, первый каскад которого выполнен на малошумящих ПТ (рис. 4.11).

Из анализа шумовых свойств активных элементов следует (см. § 4.4), что в схеме малошумящего усилителя целесообразно использовать ПТ, обеспечивающие максимальное отношение шумовых параметров  $R_T/R_n$ . Последнему требованию удовлетворяют ПТ с  $p$ — $n$ -переходом и каналом  $n$ -типа. Ввиду того что шумовые свойства усилителя в основном определяются первым каскадом, в нем использован малошумящий ПТ типа КП303Г.

В схеме усилителя предусмотрены меры по снижению уровня шума, вносимого входной цепью. Эквивалентная схема входной цепи представляет собой параллельное соединение емкости (в основном определяемой емкостью пьезоэлектрического микрофона, равной 300—3000 пФ) и резистора  $R1$ .

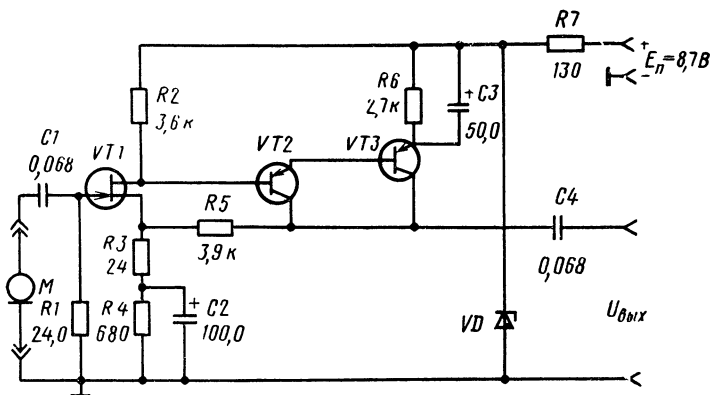


Рис. 4.11. Схема малозумящего усилителя:  
VT1 — КП303Г; VT2, VT3 — П416Б; VD — Д814А

Тепловой шум входной цепи можно рассчитать по формуле Найквиста:  $u_{ш} = \sqrt{4KTR_s(f_{\max} - f_{\min})}$ , где  $R_s$  — активная составляющая сопротивления входной цепи в полосе  $f_{\max} - f_{\min}$ .

Максимальное значение сопротивления  $R_s$  определяется выражением

$$R_{s\max} = \frac{1}{2\pi f_{\min} C_s^2} \frac{R_1}{R_1^2 + (1/2\pi f_{\min} C_s)^2}.$$

Например, при работе рассматриваемого усилителя с микрофоном, имеющим собственную емкость 3000 пФ на нижней рабочей частоте 20 Гц,  $R_s \approx 30$  кОм и уменьшается с ростом частоты.

Таким образом, влияние шумов, обусловленных резистором  $R1$ , существенно снижается. Рассмотренная входная цепь уменьшает также влияние дробовых шумов тока затвора. В схеме усилителя целесообразно использовать ПТ с минимальным током утечки. Это, с одной стороны, позволяет получить максимальное значение  $R_T$  и, с другой — использовать высокоомные резисторы в цепи затвора. Ток затвора увеличивается примерно в 2 раза при нагревании на  $10^\circ$  С. Он создает падение напряжения на резисторе  $R1$ , которое может нарушить стабильность режима работы схемы. Если из соображений получения минимального уровня шума необходимо большее входное сопротивление, чем допустимо с точки зрения температурной стабильности, то того следует добиваться введением обратной связи.

Термостабилизация по постоянному току осуществляется отрицательной обратной связью, вводимой резисторами  $R3$  и  $R5$ , а также выбором напряжения  $U$  транзистора  $VT1$  вблизи точки температурной стабильности тока стока. При этом  $U_{зтт} \approx U_{зиотс} = 0,6$  В.

Как видно из рис. 4.12, экспериментально полученная спектральная плотность напряжения собственных шумов разработанного усилителя (кривая 1) располагается ниже аналогичных зависимостей для микрофонного усилителя типа 2604 датской фирмы «Брюль и Кьер» (кривая 2) и для усилителя вольтметра ВЗ-7 (кривая 3). Следовательно, уровень собственных шумов разработанного усилителя существенно ниже, чем у последних.

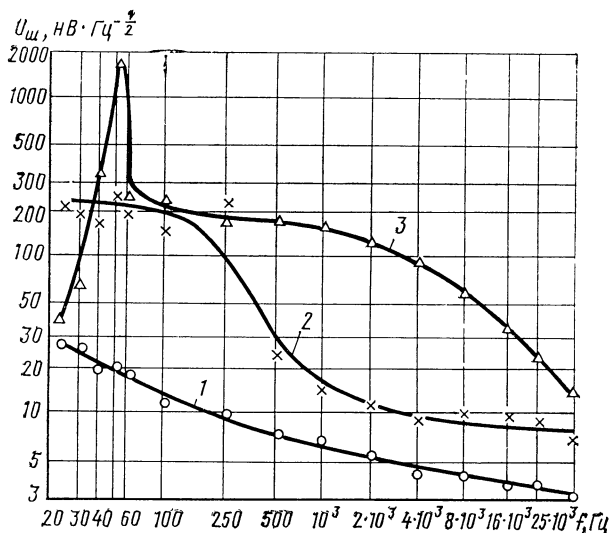


Рис. 4.12. Спектральные плотности напряжений усилителей

При установке разработанного усилителя на входе микрофонного усилителя типа 2604 удается реализовать низкий уровень собственных шумов первого и высокий коэффициент усиления второго. Малые габаритные размеры и масса разработанного усилителя позволяют разместить его в том же корпусе, где размещается микрофон.

#### Технические данные усилителя

Коэффициент усиления напряжения, дБ	40
Уровень собственных шумов, приведенный ко входу, в полосе 20 Гц — 20 кГц, дБ	-120
Неравномерность частотной характеристики в полосе 20 Гц — 20 кГц, дБ, менее	1
Потребляемая мощность, мВт, менее	50

Принципиальная схема установки для исследования шумовых свойств ПТ приведена на рис. 4.13.

Устройство состоит из блока, обеспечивающего режим испытываемого ПТ, и малoshумящего усилителя с входным каскадом на ПТ типа КП303Г. Напряжение собственных шумов, приведенное ко входу усилителя, в полосе частот 20 Гц — 40 кГц не превышает 0,8 мкВ. В устройстве предусмотрена плавная регулировка коэффициента усиления в пределах от 150 до 5000 с помощью потенциометра *R17*.

Рис. 4.13 Принципиальная схема установки для исследования шумовых свойств ПТ:

Рассматриваемая установка позволяет исследовать шумовые свойства ПТ с  $p$ — $n$ -переходом, со структурой МДП и с барьером Шотки, а также полевых тетродов. При исследовании МДП-транзисторов можно оценить влияние подложки на шумовые свойства прибора. Для этого между подложкой и истоком прикладывается напряжение от источника  $E_3$ . При исследовании шумов полевых тетродов источник  $E_3$  используется для подачи напряжения на второй затвор.

Резисторы  $R4-R8$  имитируют входное сопротивление каскада на ПТ. С их помощью исследуется зависимость шумов усилительного каскада на ПТ от сопротивления источника сигнала. Они используются также при измерении коэффициента шума ПТ. В по-

следнем случае в качестве калиброванного генератора используется генератор шума, выход усилителя подключается к фильтру с высокой избирательностью, нагруженному на вольтметр с квадратичным детектором.

При выключенном генераторе замеряют мощность шума на выходе усилителя, затем с помощью потенциометра  $R17$  вводят ослабление 3 дБ. При включенном генераторе добиваются прежних показаний вольтметра. Шкала генератора шума может быть проградуирована в децибелах, что позволяет сразу отсчитать коэффициент шума.

При исследовании спектральной плотности напряжения шумов к выходу усилителя подключается вольтметр (например, В6-6, спектрометр фирмы «Брюль и Кьер» типа 2112, С5-3). Зная частоты измерения и определив шумовые полосы  $\Delta f$ , нетрудно рассчитать уровни шумов, приведенные ко входу, приходящиеся на 1 Гц:  $u_{ш} = U_{ш\text{ вых}} / K \sqrt{f_0 / \Delta f}$ , где  $K$  — коэффициент усиления установки с учетом усиления исследуемого каскада.

Применение малошумящего ПТ позволило повысить чувствительность установки и производить измерения спектральной плотности напряжения шумов активных элементов, начиная с 1 нВ/Гц<sup>1/2</sup>.

## АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ

На частотах ниже 1 МГц перспективными типами частотно-избирательных цепей являются цепи, не содержащие индуктивностей, которые, как известно, трудно поддаются микроминиатюризации.

Наиболее перспективным классом низкочастотных избирательных цепей являются активные  $RC$ -цепи. При использовании пассивных  $RC$ -цепей совместно с усилителями, имеющими высокие входные сопротивления, удается реализовать активные фильтры, имеющие требуемые частотные характеристики, малые габаритные размеры и массу.

Особенности применения ПТ в активных фильтрах рассмотрим на примерах узкополосного и полосового  $RC$ -фильтров.

Активный фильтр звуковых частот, имеющий высокую добротность и пригодный для гибридного интегрального исполнения (рис. 4.14), состоит из трехкаскадного усилителя и двойного Т-образного моста. В первом каскаде усилителя используется  $VT1$  ПТ типа КП201Л, обеспечивающий высокое входное сопротивление, необходимое для нормальной работы моста. Для стабилизации режима в усилителе используется 100 %-ная ООС по постоянному напряжению.

Частота квазирезонанса определяется по формуле  $\omega_0 = 1/R9C3 = 1/R10C4$ . На этой частоте мост имеет максимальное затухание, коэффициент обратной связи принимает минимальное значение и, следовательно, коэффициент передачи фильтра максимален.

Максимальная добротность, реализуемая активным фильтром, достигает 200. В устройстве предусмотрена возможность электронной регулировки добротности. Для этого используется транзистор  $VT4$  типа КР201Е в качестве управляемого сопротивления. Если затвор транзистора  $VT4$  соединен с общей точкой схемы, послед-

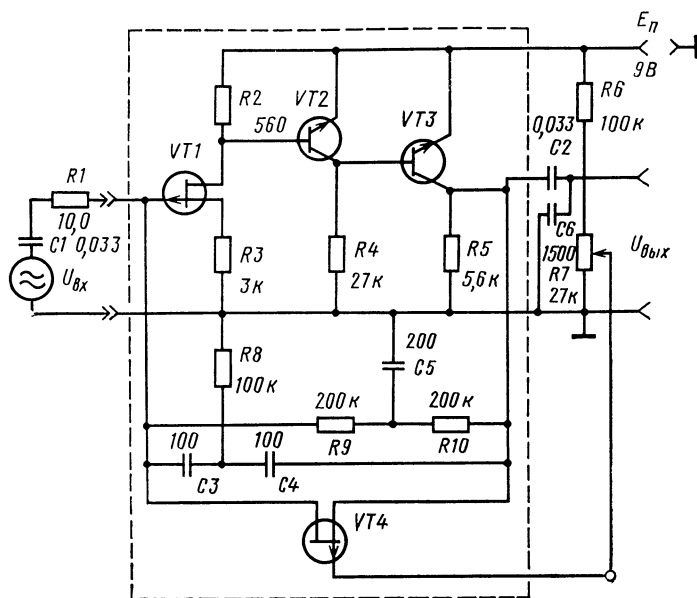


Рис. 4.14. Принципиальная схема активного фильтра с высокой добротностью:  $VT1$  — КР201;  $VT2$ ,  $VT3$  — 2Т332А;  $VT4$  — КР201Е

ний оказывается закрытым напряжением, образованным на резисторе  $R5$ . При этом добротность активного фильтра максимальна. С помощью потенциометра  $R7$  устанавливается смещение на затворе транзистора  $VT4$ , обеспечивающее выходное сопротивление, необходимое для получения требуемой добротности.

Конденсатор  $C6$  обеспечивает плавный спад АЧХ усилителя на высоких частотах. Необходимая стабильность параметров активного фильтра достигается соответствующим выбором элементов моста и стабилизацией напряжения питания.

Полосовой активный фильтр (рис. 4.15) представляет собой последовательное соединение фильтра верхних частот на транзисторах  $VT1$  и  $VT2$  и фильтра нижних частот на транзисторах  $VT3$  и  $VT4$ . Фильтр работает в полосе частот 2 ... 40 кГц. За пределами рабочей полосы частот фильтр обеспечивает затухание порядка 40 дБ на декаду. В качестве активных элементов фильтра используются ПТ типа КР103Е ( $VT1$ ,  $VT3$ ), обеспечивающие высокие входные сопротивления усилителей, и биполярные транзисторы типа КТ312Б ( $VT2$ ,  $VT4$ ), обеспечивающие большое усиление мощности сигналов и низкое выходное сопротивление уси-



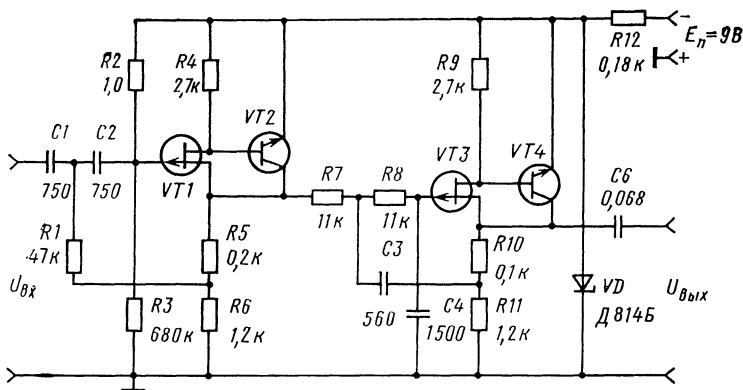


Рис. 4.15. Принципиальная схема полосового активного фильтра

лителей. Соответствующим выбором резисторов  $R5$  и  $R10$  добиваются максимальной равномерности частотной характеристики в полосе пропускания.

Благодаря использованию в активных фильтрах ПТ пассивные  $RC$ -цепи могут содержать высокоомные резисторы. При этом требуемые частотные характеристики реализуются с помощью конденсаторов малой емкости. Достоинства активных фильтров, использующих усилители с ПТ, особенно сильно проявляются на инфранизких частотах.

## ЧАСТОТНО-ИЗБИРАТЕЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Полевые транзисторы в режиме усиления являются перспективными элементами для частотно-избирательных усилителей. Возможности использования ПТ в таких усилителях рассмотрим на примерах входных каскадов радиоприемников, работающих от магнитных антенн.

Использование ПТ в режиме усиления позволяет реализовать наиболее рациональным образом идею магнитной антенны с круговой диаграммой направленности. Схема устройства с круговой диаграммой направленности приведена на рис. 4.16,а. Две ферритовые антенны с параметрами  $L1$ ,  $C1$ ,  $L2'$ ,  $L2''$ ,  $C2$  ориентируются в ортогональных плоскостях, выходное напряжение одной из антенн сдвинуто по фазе на угол  $\theta$  относительно другой. В этом случае мгновенные значения выходного напряжения каждой из антенн при одинаковом их усилении следующие:

$$u_1 = E \cos \varphi \cdot \cos \omega t, \quad u_2 = E \sin \varphi \cdot \cos (\omega t - \theta),$$

где  $\varphi$  — угол прихода волны.

Амплитуда результирующего напряжения обеих антенн определяется выражением  $U_p = E \sqrt{1 + \sin 2\varphi \cos \theta}$ . Из этого выражения

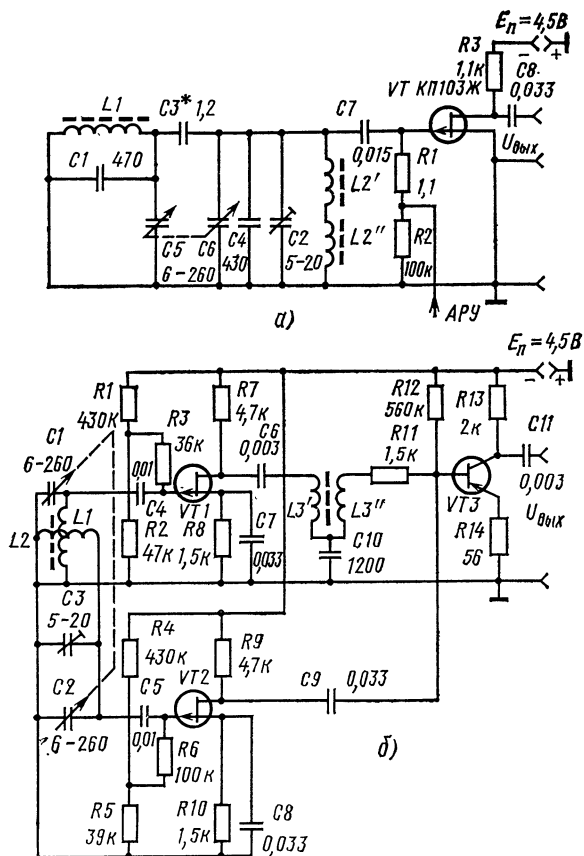


Рис. 4.16. Принципиальные схемы устройств для всенаправленного приема магнитными антеннами:

а — для работы в узкой полосе частот; б — для работы в широкой полосе частот (VT1, VT2 — КП103Ж, VT3 — ГТ309Б)

видно, что при  $\theta = \pi/2$   $U_p = E$  для любого направления распространения волны. В схеме на рис. 4.16,а необходимый фазовый сдвиг между выходными напряжениями антенн достигается подбором емкости конденсатора  $C3$ , с помощью которого устанавливается критическая связь между контурами  $L1$ ,  $C1$  и  $L2'$ ,  $L2''$ ,  $C2$ , образующими полосовой фильтр, который работает на вход ПТ. Выравнивание напряжений на контурах легко обеспечивается с помощью резистора  $R1$ .

#### Технические данные устройства

Неравномерность диаграммы отличается от круговой, %, менее	3
Несущая частота, кГц	117
Диапазон АРУ, дБ, более	30
Потребляемая мощность от источника питания, мВт, менее	5

Для работы в диапазоне частот разработано устройство, схема которого изображена на рис. 4.16,б. Здесь полевые транзисторы  $VT1$  и  $VT2$  использованы в схеме двухканального антенного усилителя, а необходимый сдвиг фазы обеспечивается с помощью несимметричного трехполосного звена фильтра нижних частот  $L3'$ ,  $L3''$ ,  $C10$ . Важной особенностью рассматриваемого устройства является использование в нем плоского ферритового стержня одновременно для намотки двух обмоток антенн. Одна обмотка намотана вдоль стержня, вторая — поперек. При определенном положении поперечной катушки удастся ослабить взаимное влияние антенн более чем на 60 дБ, что практически невозможно осуществить в схеме рис. 4.16,а. Настройка устройства, собранного по схеме рис. 4.16,б, заключается в подборе элементов  $R3$ ,  $R6$ ,  $C3$ .

#### Технические данные устройства

Неравномерность диаграммы направленности, %, менее	5
Диапазон рабочих частот, кГц . . . . .	150—450
Мощность, потребляемая от источника питания, мВт, менее . . . . .	6

Применение ПТ в режиме усиления в схемах на рис. 4.16 обуславливает следующие достоинства устройств: повышение реальной чувствительности за счет полного включения контуров входной цепи; малые шумы и низкий уровень перекрестной модуляции; возможность осуществления АРУ глубиной более 30 дБ; простоту настройки.

## ГЕНЕРАТОРЫ ТОКА

Особенно широко генераторы тока используются в ИС. Здесь они выполняют функции динамических нагрузок: имеют малое сопротивление по постоянному току и очень большое сопротивление по переменному току. Возможность получения высоких динамических сопротивлений при малых падениях постоянного напряжения на них позволяет создавать высококачественные усилители с низковольтными источниками питания.

В схемах с общим эмиттером и с общим истоком включение динамических нагрузок позволяет реализовать высокие значения коэффициента усиления по напряжению. В схемах с общим коллектором и с общим стоком включение динамических нагрузок позволяет добиться высокого входного сопротивления и очень низкого выходного. Генераторы тока также широко используются в стабилизаторах напряжения и тока.

Важным достоинством ПТ, в отличие от биполярных транзисторов, является возможность выполнения функций генератора тока в простых схемах двухполюсного включения. Основные варианты схем генераторов тока на ПТ приведены на рис. 4.17. Такие устройства можно выполнять на ПТ с  $p-n$ -переходами и МДП-транзисторах со встроенными каналами.

В схеме на рис. 4.17,а высокое динамическое сопротивление

реализуется при работе ПТ в области усиления. Оно может быть рассчитано по формуле [14]:

$$R_d = R_{си\text{н}} \sqrt{1 + (U - U_{зи\text{отс}})^2 / \eta U_{зи\text{отс}}},$$

где  $R_{си\text{н}}$  — дифференциальное сопротивление в точке с координатами,  $U_{си} = -U_{зи\text{отс}}$ ,  $U_{зи} = 0$ , коэффициент  $\eta = (5-12) \text{ 1/V}$ .

Как указывалось в § 1.5, динамическое сопротивление ПТ при  $U_{зи} = 0$  обычно не превышает 50 кОм. Однако это сопротивление можно существенно увеличить, включив резистор  $R_H$  в цепь истока, как показано на рис. 4.17, а. При этом ПТ оказывается охваченным ООС по току, а динамическое сопротивление рассчитывается по формуле

$$R_d = R_i + 1 + \mu R_H,$$

где  $\mu$  — статический коэффициент усиления по напряжению.

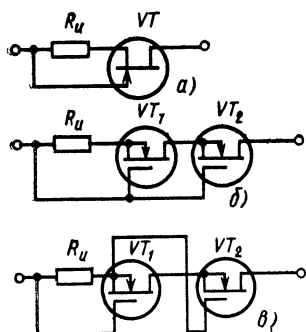


Рис. 4.17. Схемы генераторов тока:

а — на одном ПТ; б — с параллельным соединением затворов; в — с раздельным включением затворов

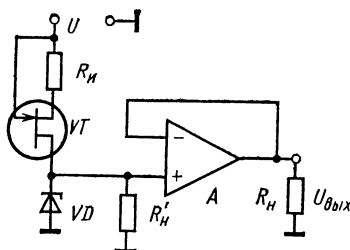


Рис. 4.18. Схема высококачественного стабилизатора напряжений

Параметры  $R_i$  и  $\mu$  зависят от выбора рабочей точки. Поэтому в инженерной практике удобнее использовать выражение [14]

$$R_d = \frac{R_{си\text{н}} I_{co}}{I_{ст}} \sqrt{1 + \frac{(U - U_{зи\text{отс}})^2}{\eta U_{зи\text{отс}}}} \left( 2 \sqrt{\frac{I_{co}}{I_{ст}}} - 1 \right).$$

Ток стабилизации задается выбором ПТ и сопротивления  $R_H$ :

$$R_H = U_{зи\text{отс}} (1 - \sqrt{I_{ст}/I_{co}}) / I_{ст}.$$

Схема, приведенная на рис. 4.17, а, позволяет получать динамические сопротивления в пределах от сотен килоом до единиц мегаом.

Более высокие показатели имеют схемы, изображенные на рис. 4.17, б, в. Их теоретическое и экспериментальное исследование проведено в [14]. Основные выводы указанной работы сводятся к следующему: последовательное включение  $n$ -транзисторов по

схеме на рис. 4.17,б позволяет получить очень высокие значения динамического сопротивления генератора тока (20—50 МОм), рассчитываемое по формуле

$$R_d = \frac{2^{n-1} I_{C01}^{1,5} I_{C02}^{1,5} \dots I_{C0(n-1)}^{1,5} I_{C0n} R_{Cи1} R_{Cи2} \dots R_{Cин}}{U_{3иотс1} U_{3иотс2} \dots U_{3иотс(n-1)} I_{ст}^{\frac{n+1}{2}}} \times \\ \times \sqrt{1 + \frac{(U - U_{3иотс1})^2}{\eta U_{3иотс1}}} \left( 2 \sqrt{\frac{I_{C0(n-1)}}{I_{ст}}} - 1 \right).$$

Следует отметить, что здесь высокие значения динамического сопротивления реализуются при малых токах стабилизации (обычно меньше 1 мА).

Динамическое сопротивление генератора тока, изображенного на рис. 4.17,в, рассчитывается по формуле

$$R_d = \frac{2^{n-1} I_{C0}^{\frac{3n-1}{2}} R_{Cин}^n}{U_{3иотс}^{n-1} I_{ст}^{\frac{n+1}{2}}} \sqrt{1 + \frac{(U - U_{3иотс})^2}{\eta U_{3иотс}}} \times \\ \times \left( 2 \sqrt{\frac{I_{C0}}{I_{ст}}} - 1 \right).$$

В такой схеме, согласно [14], в случае использования трех ПТ ( $n=3$ ) удастся получить  $R_d = 10^8$  Ом при  $I_c = 1$  мА.

Рассмотрим пример использования ПТ в качестве генератора тока.

Устройство, показанное на рис. 4.18, выполняет функцию высококачественного стабилизатора напряжения. Транзистор используется в качестве ограничительного сопротивления стабилизатора параметрического типа на стабилитроне VD. Операционный усилитель (ОУ) включен как повторитель напряжения в качестве буферного устройства.

Как известно, коэффициент стабилизации такой схемы

$$K_{ст} = \frac{du_{вх}}{du_{вых}} = \frac{1}{r_d (1/R'_н + 1/R_d)} \approx \frac{R_d}{r_d},$$

где  $r_d$  — динамическое сопротивление стабилизатора;  $R'_н$  — сопротивление нагрузки (в рассматриваемом случае высокоомное входное сопротивление ОУ). При использовании ОУ с ПТ и с транзисторами супер  $\beta$  влиянием  $R'_н$  можно пренебречь.

Очевидно, что включение ПТ позволило добиться высоких значений коэффициента стабилизации ( $R_d$  на несколько порядков выше, чем  $r_d$ ).

Генераторы тока на МДП-ПТ использованы в стабилизаторах напряжения серии К142. Следует отметить, что их показатели можно дополнительно улучшить, включив в цепи истоков МДП-

транзисторов резисторы  $R_n$  по аналогии с рассмотренными выше схемами.

Полевые транзисторы с  $p$ — $n$ -переходом используются в качестве динамических нагрузок в ИС типа К140УД8, К140УД13 и др.

### УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ

**Общие сведения.** С разработкой серии мощных ПТ стала возможной разработка НЧ, ВЧ и СВЧ усилителей мощности на новой элементной базе. Так, согласно [51], ПТ типа КП904 на частоте 100 МГц способны отдавать мощность до 50 Вт, а более высокочастотные КП907 на частоте 1 ГГц до 4—8 Вт. При использовании в качестве нагрузки резонансных контуров усилители на мощных МДП-транзисторах сохраняют работоспособность при значительном рассогласовании контуров с нагрузкой и их расстройке.

Отличительной чертой мощных ВЧ и СВЧ транзисторов с коротким каналом является почти линейная, а не квадратичная, как у маломощных приборов, зависимость между током стока и напряжением на затворе. Это означает относительное постоянство крутизны ПТ в области больших токов. Следует отметить, что у биполярных транзисторов крутизна заметно снижается при больших токах коллектора. Линейность указанной характеристики обеспечивает низкий уровень интермодуляционных искажений ВЧ и СВЧ усилителей. Так, для ПТ типа КП901 и КП902 ослабление комбинационной составляющей третьего порядка в ВЧ усилителях на частотах до 60 МГц достигает 60—80 дБ.

Мощные ПТ являются перспективными элементами для широкополосных и импульсных усилителей. Для расширения полосы усиливаемых частот уменьшают сопротивления нагрузки каскадов, что возможно при соответствующем увеличении рабочих токов и мощностей активных приборов.

Важным параметром, характеризующим возможности приборов в широкополосных и импульсных усилителях с резистивной нагрузкой, является их импульсная добротность: отношение коэффициента усиления  $K$  к времени нарастания импульсов  $t_\Phi$ :

$$Q = K/t_\Phi = S/2,2 (C_{зи} + C_{си} + C_{зс}).$$

По значению  $Q$  мощные ВЧ и СВЧ транзисторы существенно превосходят лучшие типы электронных ламп. Например, у ПТ типа КП907  $Q = 4,5 \text{ нс}^{-1}$ , тогда как у высокочастотной лампы 6Ж52П  $Q = 1,3 \text{ нс}^{-1}$  [51]. Высокие рабочие напряжения и токи мощных МДП-транзисторов позволяют строить на них каскады с полосой усиливаемых частот до десятков—сотен мегагерц и уровнем выходных напряжений, достаточным для управления ЭЛТ, модуляторами лазерного излучения, ультразвуковыми пьезоизлучателями и другими видами нагрузок.

В работах [51, 52] отмечается перспективность использования МДП-транзисторов в усилителях мощности звуковых частот.

**Особенности работы мощных МДП-транзисторов в усилителях звуковых частот.** На практике широко используются одноктактные и двухтактные усилители мощности, работающие в режимах А, АВ и В. При использовании мощных МДП-транзисторов рассматриваемой серии нетрудно выполнить усилители, работающие в режимах А и АВ. Режим В здесь не реализуется из-за наличия остаточного тока стока транзисторов. Однако возможен режим АВ, близкий к режиму В.

Расчет усилителей мощности можно провести графоаналитическим методом. Для этого используем семейство выходных характеристик транзистора. Особенности расчета рассмотрим на примере использования мощного МДП-транзистора типа КП904 в одноктактном резисторном каскаде (рис. 4.19, а). В

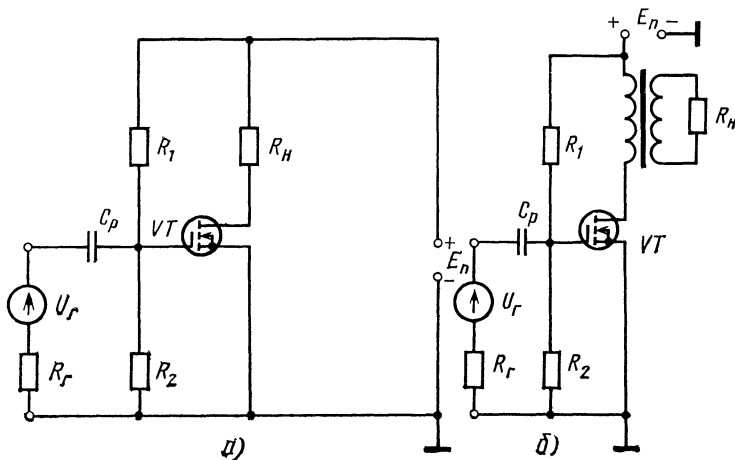


Рис. 4.19. Схемы одноктактных усилителей мощности:  
а — с резистивной нагрузкой; б — с выходным трансформатором

усилителях мощности важно, чтобы транзистор эффективно использовался по току и по напряжению. Из этих соображений схему желательно питать от высоковольтного источника и работать на низкоомную нагрузку. При выборе сопротивления нагрузки следует помнить, что мощность, выделяемая на стоке, не должна превышать допустимой. С учетом этих рекомендаций построена нагрузочная линия на семействе выходных характеристик (рис. 4.20).

Коэффициенты использования стокового напряжения в данном случае: для режима А  $\xi_A = U_{\sim A} / U_{0A}$ , для режима АВ  $\xi_{AB} = U_{\sim AB} / U_{0AB}$ .

Очевидно, что в режиме АВ транзистор эффективнее используется по напряжению.

Определим также коэффициенты использования тока стока:

$$\xi'_A = I_{\sim A} / I_{0A};$$

$$\xi'_{AB} = I_{\sim AB} / I_{ср АВ}.$$

Здесь  $I_{ср АВ}$  — средний потребляемый ток в режиме АВ.

В режиме АВ транзистор эффективнее используется и по току, однако вносит большие нелинейные искажения, так как линейно усиливается лишь часть

сигнала. Избежать этого недостатка удастся при переходе к двухтактной схеме.

Знание указанных коэффициентов позволяет рассчитать КПД усилителя: в режиме А  $\eta_A = \frac{1}{2} \xi_A \xi'_A$ ; в режиме АВ  $\eta_{AB} = \frac{1}{2} \xi_{AB} \xi'_{AB}$ .

Омическая область характеристик занимает значительную часть ВАХ ПТ и это с успехом можно использовать в регуляторах коэффициента передачи. Однако это же обуславливает существенный недостаток ПТ при использовании в усилителях мощности: низкий коэффициент использования стокового напряжения. Как видно из рис. 4.20, в рассматриваемом случае неиспользованное (остаточное) напряжение превышает 10 В, причем оно будет возрастать при попытке более эффективного использования тока стока за счет уменьшения сопротивления нагрузки.

Здесь, как и для экранированных ламп, оптимальным с точки зрения КПД является такое сопротивление нагрузки, при котором нагрузочная линия проходит через перегиб ВАХ (точку С на рис. 4.20).

Обеспечить оптимальное сопротивление при любом сопротивлении нагрузки позволяет трансформатор (см. рис. 4.19,б). Подбором коэффициента трансформации  $n$  удастся добиться максимальной полезной мощности в нагрузке и повышения КПД:  $n = \sqrt{R_H / R_{опт} \eta_{тр}}$ , где  $\eta_{тр}$  — КПД трансформатора.

Полезная мощность в рассмотренных случаях в двухтактной схеме определяется по формулам:  $P_{\sim A} = \frac{1}{2} I_{\sim A} U_{\sim A} = \frac{1}{2} I^2_{\sim A} R_H$ ;  $P_{\sim AB} = \frac{1}{2} I_{\sim AB} U_{\sim AB}$ . Численно эти мощности равны площадям треугольников ВД'А и СК'В соответственно.

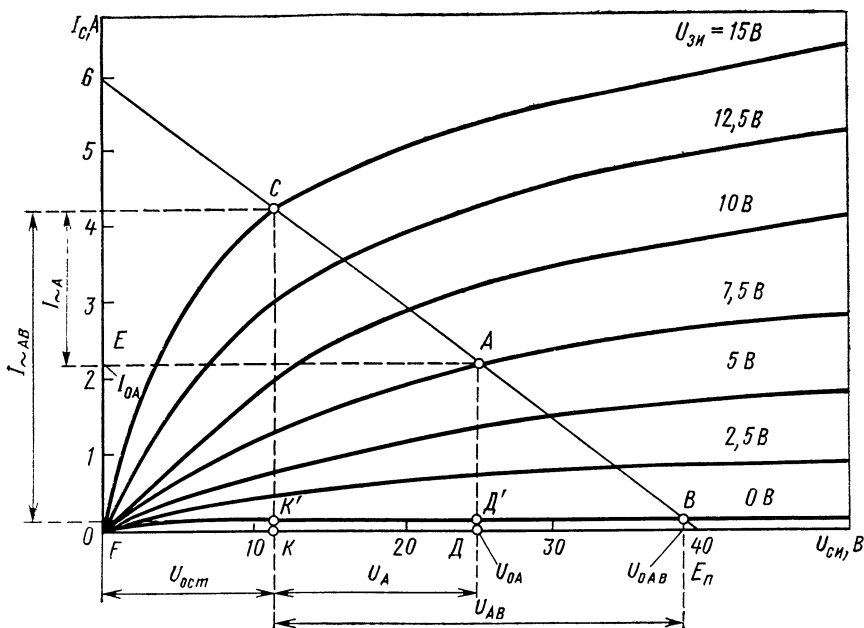


Рис. 4.20. Семейство выходных статических характеристик МДП-транзистора типа КП904 и нагрузочная прямая



Потребляемая мощность рассчитывается следующим образом:

$$P_{0A} = I_{0A} U_{0A};$$

$$P_{0AB} = I_{ср AB} U_{0 AB}.$$

Очевидно, что в режиме А эта мощность численно равна площади прямоугольника АДВЕ.

**Бестрансформаторные двухтактные усилители мощности.** Подключение нагрузки непосредственно к ПТ без трансформатора позволяет избежать вносимых им частотных, фазовых и нелинейных искажений, а также создать схемы, пригодные для интегрального исполнения. Для повышения КПД желательно, чтобы через нагрузку не протекала постоянная составляющая выходного тока. Такими особенностями обладает схема, приведенная на рис. 4.21,а,

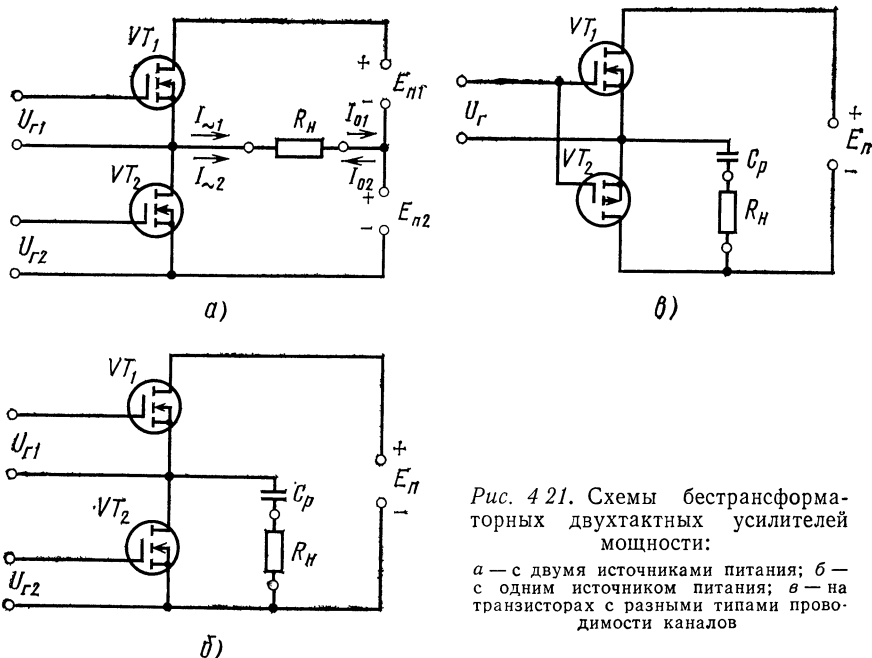


Рис. 4.21. Схемы бестрансформаторных двухтактных усилителей мощности:

а — с двумя источниками питания; б — с одним источником питания; в — на транзисторах с разными типами проводимости каналов

при идентичности параметров транзисторов. Питание транзисторов производится от двух одинаковых источников питания:  $E_{п1}$  и  $E_{п2}$ . Постоянная составляющая тока здесь через нагрузку не протекает, так как в ней токи транзисторов  $I_{01}$  и  $I_{02}$  протекают встречно. Переменные составляющие выходных токов ПТ, как показано на рис. 4.21,а, протекают через нагрузку в одном направлении и, следовательно, суммируются. Последнее обеспечивается за счет подачи на входы ПТ двух противофазных напряжений. По отношению к источникам питания транзисторы включены последовательно, а по отношению к нагрузке — параллельно. Эту особен-

ность необходимо учитывать при расчетах. В частности, при разработке усилителя, работающего в режиме А, ведется расчет одного плеча с нагрузкой, равной  $2R_n$ . В режиме В или близком к нему (АВ) проводится расчет одного плеча с нагрузкой  $R_n$ , так как транзисторы работают поочередно.

При работе двухтактного усилителя в режиме А основные параметры определяются из выражений:

$$I_{0A} = \sqrt{P_{\sim A}/2R_n} + I_{ост}; \quad U_{0A} = \sqrt{2P_{\sim A}R_n} + U_{ост};$$

$$I_{max} = \sqrt{2P_{\sim A}/R_n} + I_{ост}; \quad E_n = 2(\sqrt{2P_{\sim A}R_n} + U_{ост}).$$

Здесь  $I_{max}$  — ток, соответствующий  $U_{си} = U_{ост}$ ,  $U_{зи} = U_{зи max}$ . Чтобы обеспечить работу усилителя в режиме А, на входы ПТ следует подать необходимые напряжения смещения, например, с помощью высокоомных делителей от источников  $E_{п1}$  и  $E_{п2}$ .

При работе без напряжения смещения ( $U_{зи} = 0$ ) и использовании мощных МДП-транзисторов с остаточным током  $I_{сост}$  усилитель будет работать в режиме АВ. Выражения для расчета основных параметров имеют вид

$$I_0 = I_{ост}, \quad I_{max} = \sqrt{P_{\sim АВ}/2R_n} + I_{ост};$$

$$U_{0 АВ} = \sqrt{2P_{\sim АВ}R_n} + U_{ост}; \quad E_n = 2(\sqrt{2P_{\sim АВ}R_n} + U_{ост}).$$

Рассчитанные напряжение  $E_n$  и токи  $I_{max}$  не должны превышать соответствующих значений параметров транзисторов. Если это не выполняется, следует использовать параллельное соединение двух и более ПТ в каждом плече. Это приведет к соответствующему увеличению токов ПТ и позволит обеспечить требуемую мощность в нагрузке при допустимом  $E_n$ .

Помимо рассмотренной схемы на практике широко используются бестрансформаторные двухтактные усилители мощности, схемы которых изображены на рис. 4.21, б, в. Их особенностью является питание от одного источника  $E_n$ , равного сумме  $E_{п1}$  и  $E_{п2}$ . Здесь для исключения прохождения постоянной составляющей тока через нагрузку включены конденсаторы  $C_p$ . Для обеспечения малых частотных искажений в области нижних частот должно выполняться неравенство

$$1/\omega_n C_p \ll R_n.$$

В усилителях звуковых частот, работающих на низкоомную нагрузку, в качестве  $C_p$  приходится использовать электролитические конденсаторы большой емкости.

Схема, приведенная на рис. 4.21, в, выгодно отличается от других простой входной цепью. При использовании транзисторов разных типов проводимости отпадает необходимость в предмощном фазоинверсном каскаде. Для реализации таких усилителей необходимы мощные  $p$ -канальные транзисторы. Ощущается необходимость в разработке таких транзисторов.

Мощные ПТ позволяют создавать высококачественные усилители звуковых частот. Здесь реализуются следующие достоинства ПТ:

высокая линейность передаточной характеристики и высокая скорость нарастания выходного напряжения (это позволяет реализовать усилители с очень малыми нелинейными искажениями, включая специфические динамические искажения);

высокая линейность частотной характеристики (это обеспечивает малые частотные и фазовые искажения в рабочей полосе частот);

высокое входное сопротивление (это позволяет упростить схемы предмощного каскада и реализовать очень высокие значения коэффициента усиления по мощности оконечного усилителя);

отрицательный температурный коэффициент тока стока; с ростом температуры снижается мощность, рассеиваемая на стоке, что способствует повышению надежности усилителя;

низкий уровень собственных шумов, особенно у транзисторов с  $p$ — $n$ -переходом, что позволяет реализовать усилители с очень широким динамическим диапазоном уровней.

В [103] описан стереофонический усилитель мощностью 40 Вт. Выходной каскад выполнен по схеме на рис. 4.21,а с параллельным включением в каждом плече мощных МДП-транзисторов. Нелинейные искажения составляют 0,04 %, полоса рабочих частот при неравномерности частотной характеристики не более 3 дБ от 1 Гц до 80 кГц. Глубина общей ООС составляет 22 дБ, тогда как для реализации аналогичных показателей в схемах на биполярных транзисторах необходима ООС глубиной 60—70 дБ.

В [102] описан усилитель мощности на ПТ с разными типами проводимости. Усилитель имеет линейную АЧХ до 100 кГц, нелинейные искажения не превышают 1 % при напряжении на нагрузке 10 В.

Следует отметить целесообразность разработки и применения в усилителях мощности транзисторов со специальной конструкцией — с «вертикальной» структурой [102], рассмотренных в § 1.3. Их ВАХ напоминают характеристики ламповых триодов. Они имеют малые остаточные напряжения  $U_{ост}$ , что позволяет строить усилители с высоким КПД.

## СВЧ УСТРОЙСТВА

Перспективными приборами для СВЧ диапазона являются арсенид-галлиевые ПТ с затвором в виде барьера Шотки. Генераторы на ПТ по сравнению с генераторами на диодах Ганна имеют более высокие выходную мощность и КПД, не требуют дополнительной мощности питания, необходимой для запуска диода Ганна при пороговых значениях тока, и специальных способов, облегчающих запуск при низкой температуре окружающей среды. Однако они незначительно уступают генераторам на диодах Ганна по уровню шумов. По сравнению с генераторами на лавинно-пролет-

ных диодах генераторы на ПТ обладают лучшими шумовыми характеристиками, соизмеримыми с ними по КПД, но уступают по выходной мощности [18, 23].

Полевой транзистор, являясь трехэлектродным прибором, облегчает в генераторах развязку цепи обратной связи от СВЧ выхода и цепей питания прибора. Хорошие усилительные свойства ПТ позволяют осуществлять настройку генераторов в широком диапазоне частот. Кроме того, ПТ работают при более умеренных температурах перехода, чем диоды Ганна и ЛПД, поэтому следует ожидать, что надежность генераторов на транзисторах будет выше. Генераторы на ПТ более стабильны по частоте, в них проще решаются задачи размещения активного прибора и настроенного контура, более простой источник питания, они потребляют меньшую мощность и в них легче осуществляется теплоотвод.

Применение в генераторах СВЧ диапазона ПТ на арсениде галлия вместо кремниевых биполярных транзисторов позволяют получить более высокую частоту генерации, лучшие значения коэффициента шума, усиления и ширины полосы, а на частотах выше 4 ГГц в усилителях мощности лучшие значения КПД. Кроме того, полевым транзисторам не свойственно явление вторичного пробоя; для них характерен эффект самобалансировки (с возрастанием температуры сопротивление их канала возрастает, сводя к минимуму тепловой дрейф параметров).

Полевые транзисторы на арсениде галлия успешно используются в широкополосных малошумящих усилителях. В настоящее время на них удалось получить лучшие, по сравнению с другими типами транзисторов, результаты по уровню шумов и коэффициенту усиления по мощности в диапазоне частот выше 2 ГГц.

За последнее десятилетие достигнуты значительные успехи в области разработок ПТ на арсениде галлия. Совершенствование полевых приборов СВЧ диапазона происходит за счет оптимизации конструкции, усовершенствования технологии, использования новых материалов, таких как фосфид индия и многослойную структуру. Используются электронолитография для создания приборов с длиной затвора 0,2—0,5 мкм, ионное легирование для оптимизации профиля легирования сверхтонких активных слоев и уменьшения контактных сопротивлений. Применение молекулярной эпитаксии позволяет улучшить структуру активных слоев. Оптимизируется структура малошумящих и мощных ПТ. Проводятся работы по уменьшению влияния паразитных параметров, таких как индуктивности вывода и паразитные емкости контактных площадок [20].

В [46] предложена эмпирическая формула для оценки шумовых свойств ПТ:

$$K_{\text{ш}} [\text{дБ}] > 2,6 \frac{L}{1 \text{ мкм}} \cdot \frac{f}{10 \text{ ГГц}},$$

где  $L$  — длина затвора, мкм;  $f$  — рабочая частота, ГГц.

Для приборов с длиной затвора около 0,25 мкм на частоте 26 ГГц согласно приведенной формуле ожидается фактор шума примерно 1,7 дБ [20].

Для оценки отдаваемой мощности в [16] предложена эмпирическая формула:

$$P_{\text{вых}}[\text{Вт}] < 5(10 \text{ ГГц}/f)^2.$$

Используя эту формулу, можно предсказать, что на частоте 30 ГГц ПТ способен отдать мощность примерно 0,55 Вт.

Фирма «Мицубиси» разрабатывает мощный ПТ со вдвоенным затвором, надеясь использовать его для замены мощных ламп в СВЧ печах. От четырех транзисторов на частоте 1 ГГц получена мощность 100 Вт при коэффициенте усиления 2,2 дБ и КПД 42%.

В последнее время со стороны японских фирм возник интерес к использованию полевых СВЧ транзисторов в системах связи. Мощные и малощумящие приборы, работающие в диапазоне 10—3 см, были поставлены фирмой «Ниппон дэнки» в страны Северной и Южной Америки, Западной и Восточной Европы для наземных спутниковых систем связи. Транзисторные усилители мощностью до 6 Вт на частоте 6 ГГц были использованы для замены ЛБВ. Для передатчиков систем телевизионного вещания создан прибор мощностью 1,5 Вт на частоте 12 ГГц. Фирма «Фудзицу» разработала пятикаскадный усилитель мощностью 10 Вт для диапазона частот 3,6—4,2 ГГц. В усилителе использованы приборы с длиной затвора 1,5 мкм и шириной 15 000 км.

Фирмой NEC (Япония) разработан четырехкаскадный усилитель на ПТ V248 (рис. 4.22, в), отдающий 25 Вт в частотном диапазоне 4,9—5,2 ГГц (рис. 4.23, кривая 1) с коэффициентом усиления по мощности  $K_p=29$  дБ. При входной мощности  $P_{\text{вх}}=50$  мВт отдает  $P_{\text{вых}}=30$  Вт и имеет КПД=18% [37]. Усилитель предназначен для замены ЛБВ в передатчиках для СВЧ систем управления приземлением.

Фирма NEC реализовала на ПТ NE137 двухкаскадный усилитель (рис. 4.22, б) для диапазона частот 11,7—12,2 ГГц. Шумовая температура  $T_{\text{ш}}$  значительно уменьшается при охлаждении усилителя. Термоэлектронное охлаждение до  $T_{\text{окр}}=-50^\circ\text{C}$  позволяет снизить  $K_{\text{ш}}$  с 2,28 до  $K_{\text{ш}} \leq 1,7$  или  $T_{\text{ш}} \leq 140$  К, при этом коэффициент усиления по мощности  $K_p$  возрастает с  $K_p \geq 16$  дБ до  $K_p \geq 17$  дБ во всем рабочем диапазоне частот (рис. 4.23, кривая 2). Устройство предназначено для замены параметрических усилителей в системах космической связи на 12 ГГц [38].

Фирма NEC изготовила на ПТ NE 8698 однокаскадные и двухкаскадные усилители. Однокаскадный усилитель отдает  $P_{\text{вых}}=1,04$  Вт на частоте 20 ГГц при  $K_p=3$  дБ. Максимальный КПД=11% при  $P_{\text{вых}}=1,35$  Вт и  $K_p=3,5$  дБ. В полосе частот 19,65—20,5 ГГц усилитель отдает более 0,8 Вт при  $P_{\text{вх}}=0,4$  Вт (рис. 4.23, кривая 3). Двухкаскадный усилитель имеет более высокие КПД=12,5% и усиление  $K_p=4,5$  дБ при повышенной выходной

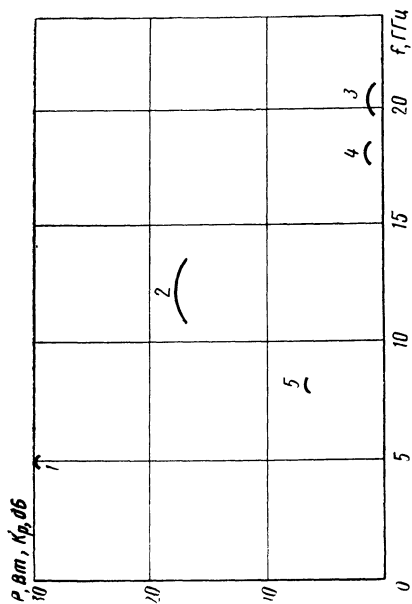
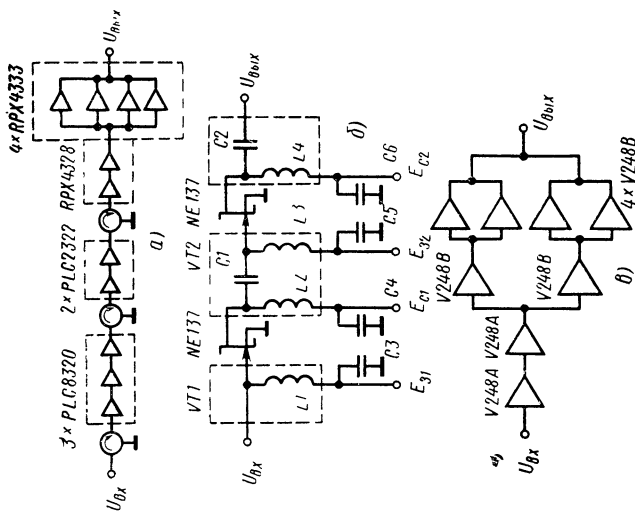


Рис. 4.23. Зависимости выходной мощности или коэффициента усиления по мощности СВЧ усилителей: 1 — зависимость  $P_{\text{вых}} = \varphi(f)$  для четырехкаскадного усилителя; 2 —  $K_p = \varphi(f)$  для двухкаскадного усилителя; 3 —  $P_{\text{вых}} = \varphi(f)$  для однокаскадного усилителя фирмы NEC; 4 —  $P_{\text{вых}} = \varphi(f)$  для двухкаскадного усилителя фирмы NEC; 5 —  $P_{\text{вых}} = \varphi(f)$  для восьмикаскадного усилителя

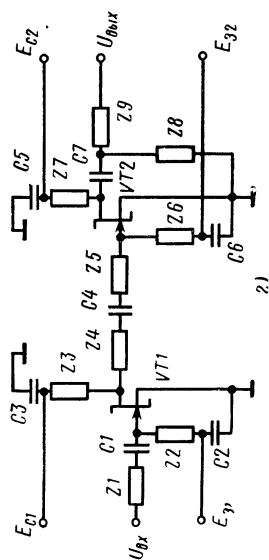


Рис. 4.22. Схемы СВЧ усилителей на ПТ: а — четырехкаскадный; б — двухкаскадный; в — восьмикаскадный; г — монолитный

мощности  $P_{\text{вых}}=1,68$  Вт на частоте 18 ГГц (рис. 4.23, кривая 4). В полосе частот 17,7—18,5 ГГц усилитель отдает более 1 Вт при  $P_{\text{вх}}=0,3$  Вт [39].

Фирма Raytheon Co (США) разработала экспериментальный восьмикаскадный усилитель на ПТ для непосредственной замены ЛБВ усилителей. Весь усилитель разделен на четыре модуля (рис. 4.22,а): первый модуль состоит из трех каскадов на малошумящих ПТ PLC8320, второй—из двух каскадов на PLC2322, а третий—из двух каскадов RPX4328 и четвертый—из одного каскада на четырех параллельно соединенных RPX4333; каждый модуль залит компаундом [40].

Устройство обеспечивает выходную мощность  $P_{\text{вых}}=5$  Вт на частоте 8 ГГц (ширина полосы 500 МГц) и коэффициент шума 4,8 дБ во всей полосе. На рис. 4.23 приведен график зависимости  $P_{\text{вых}}(f)$  (кривая 5). На частоте 8 ГГц коэффициент усиления по мощности  $K_p=56$  дБ, а КПД=11 %.

В [17] на основе двумерной модели сравниваются возможности арсенида галлия и фосфида индия как материалов для СВЧ приборов. Результаты расчета предельной частоты для ПТ с барьером Шотки и длиной канала 0,5 мкм имеют следующие экспериментальные подтверждения: на кремнии 14,4 ГГц и 9,9 ГГц соответственно; на арсениде галлия—18,1 ГГц и 22,3 ГГц; на фосфиде индия—26,1 ГГц и эксперимент не проводился. Наивысшие параметры материала не реализуются из-за ограничений, накладываемых технологией, конструкцией и паразитными элементами.

Однако работы по созданию ПТ на фосфиде индия продолжаются и, видимо, будут созданы приборы с более высокой отдаваемой мощностью, чем на арсениде галлия; этому способствует и более высокий коэффициент теплопроводности у фосфида индия по сравнению с арсенидом галлия.

Предполагается, что к 1985 г. усилители на ПТ будут доминирующими на частотах 2—40 ГГц. Прогнозируется также переход к интеграции отдельных элементов усилителей, генераторов, смесителей на одном кристалле с последующим созданием полной системы на одном кристалле [19].

Последнее подтверждается реализацией фирмой Raytheon Co (США) первого полностью монолитного двухкаскадного СВЧ усилителя с ПТ на арсениде галлия, обеспечивающего выходную мощность 0,6 Вт на частоте 8,6 ГГц при коэффициенте усиления по мощности 8,5 дБ (рис. 4.22,з). Кристалл размером 2,5×3,2 мм включает все схемы подвода СВЧ сигналов, задания режимов и настройки.

# ТЕОРИЯ И ПРИМЕНЕНИЕ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ В РЕЖИМЕ С ПРЯМЫМИ ТОКАМИ ЗАТВОРА

## 5.1. ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ ТРАНЗИСТОРОВ В РЕЖИМЕ С ПРЯМЫМИ ТОКАМИ ЗАТВОРА

В режиме с прямыми токами затвора могут работать ПТ с  $p$ — $n$ -переходом как с  $n$ -, так и с  $p$ -каналом. В аналогичном режиме могут работать и некоторые типы МДП-транзисторов, которые имеют выводы подложки, образующей с каналами  $p$ — $n$ -переходы. В последнем случае МДП-транзисторы работают в режиме с прямыми токами подложки, играющей роль затвора.

Для объяснения принципа работы ПТ в режиме с прямыми токами затвора рассмотрим эквивалентную схему ПТ по постоянному току, изображенную на рис. 5.1,а. Здесь  $r_{и}$  и  $r_{с}$  — немодулированные сопротивления истока и стока,  $r_{з}$  — омическое сопротивление затвора. Распределенное сопротивление канала образуется из сопротивлений  $r_{к1}$ , ...,  $r_{кn}$ , являющихся функциями напряжений  $U_{зи}$  и  $U_{си}$ . Входная цепь отделена от выходной диодами  $VD_1$ , ...,  $VD_n$ . Рассматриваемая эквивалентная схема справедлива для ПТ с каналом  $p$ -типа, например КП103Е, семейство выходных характеристик которого приведено на рис. 5.2,а. Предположим, что прибор работает при постоянном токе стока в пологой области усиления стоковых характеристик. Если уменьшать напряжение  $U_{зи}$  до отрицательной величины, превышающей контактную разность потенциалов  $p$ — $n$ -перехода, в цепи затвора начинает протекать прямой ток. Вследствие модуляции проводимости это будет вызывать увеличение проводимости области канала вблизи истока. Диодно-резистивная цепь обеспечивает распределение результирующего тока затвора между всеми диодами по мере увеличения отрицательного напряжения  $U_{зи}$ . Значительные токи затвора приводят к созданию большой концентрации носителей в канале и, следовательно, к существенному уменьшению сопротивления сток — исток. Так как ток стока поддерживается постоян-

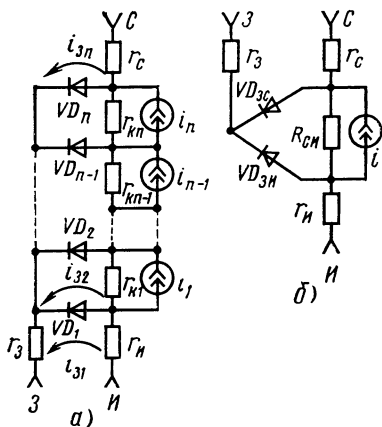


Рис. 5.1. Эквивалентные полная (а) и упрощенная (б) схемы ПТ в режиме с прямыми токами затвора



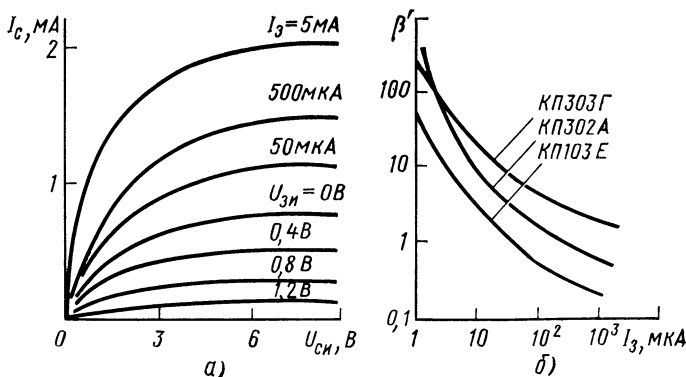


Рис. 5.2. Характеристики ПТ в режиме с прямыми токами затвора:  
 а — входные характеристики транзистора КР103Е, б — зависимость коэффициента усиления по току от тока затвора

ным, то рабочая точка прибора перейдет из области усиления в омическую.

Стоковые характеристики в режиме с прямыми токами затвора напоминают выходные характеристики биполярных транзисторов. В указанном режиме для ПТ целесообразно в качестве входного параметра использовать ток затвора, а усилительные свойства прибора характеризовать коэффициентом усиления по току  $\beta'$ . Зависимости  $\beta'$  от тока затвора для некоторых типов отечественных ПТ приведены на рис. 5.2,б. Необходимо отметить, что с ростом тока стока  $\beta'$  резко уменьшается и принимает значения меньше единицы. Исходя из этого в [112] делается вывод о неэффективности применения ПТ в качестве прибора для переключения больших токов.

В последующем анализе используется упрощенная схема с сосредоточенными параметрами, изображенная на рис. 5.1,б. Реализовать выпрямительные свойства перехода затвор — канал можно в схеме затворного детектора. В последнем случае рабочая точка ПТ выбирается в области усиления при нулевом или небольшом прямом смещении в цепи затвора.

Для детектирования используется нелинейность характеристики  $i_z = f(u_{зи})$ , усиление продетектированного сигнала осуществляется в стоковой цепи. В результате детектирования на резисторе нагрузки в цепи затвора создается запирающее выпрямленное напряжение, значение которого изменяется в соответствии с амплитудой входного напряжения. Стоковый ток ПТ содержит постоянную составляющую и переменные с частотой модуляции  $\Omega$  и с частотой сигнала  $\omega$ . Для того чтобы на стоковой нагрузке выделялось напряжение с частотой  $\Omega$ , но почти не выделялось напряжение с частотой  $\omega$ , она шунтируется определенной емкостью. Основным недостатком затворного детектора состоит в сравнительно больших нелинейных искажениях как слабых, так и сильных сиг-

налов. Искажение слабых сигналов обусловлено квадратичной зависимостью выпрямленного тока от амплитуды сигнала. При больших сигналах напряжение смещения рабочей точки приближается к напряжению отсечки ПТ. При этом наблюдается явление стокового детектирования, которое создает увеличение постоянной составляющей стокового тока, т. е. действует обратно затворному детектированию.

В некоторых случаях ПТ в режиме с прямыми токами затвора целесообразно использовать в усилителях мощности. На вход последних подают сигнал такой амплитуды, что в некоторые моменты в цепи затвора появляется ток. Это позволяет увеличить амплитуду тока в цепи стока и повысить снимаемую с каскада мощность. Недостатками такого режима в аperiodических каскадах являются большие нелинейные искажения из-за нелинейной зависимости  $i_3 = f(u_{3и})$  и потребление существенной мощности  $P$  предыдущих каскадов, которые должны иметь малые выходные сопротивления. Режим с прямыми токами затвора целесообразно использовать в избирательных усилителях мощности, так как он позволяет лучше использовать характеристики ПТ. В последнем случае высшие гармоники выходного тока отфильтровываются контурами.

В ряде электронных устройств может найти применение комбинированный режим работы ПТ, предложенный автором данной работы. В последнем случае ПТ работает с прямыми токами затвора и в режиме управляемого сопротивления. Такой режим работы реализуется при управлении входной цепью ПТ одиночными радиоимпульсами с амплитудой, превышающей контактную разность потенциалов и напряжение отсечки ПТ. По окончании радиоимпульса ПТ оказывается закрытым напряжением на конденсаторе в цепи затвора. Разряд конденсатора происходит через чрезвычайно большое сопротивление закрытого  $p-n$ -перехода ПТ. При этом ПТ работает в качестве управляемого сопротивления, длительное время сохраняя минимальное значение выходной проводимости канала. По окончании разряда конденсатора транзистор возвращается в исходное состояние, при котором выходная проводимость максимальна.

## 5.2. ТЕОРИЯ ЗАТВОРНОГО ДЕТЕКТОРА

Работа затворного детектора (рис. 5.3) при отсутствии стокового детектирования может рассматриваться как сочетание детектирования в цепи затвора с последующим усилением стоковой цепью. Результирующий коэффициент передачи напряжения затворного детектора

$$K_d = K_3 K_y, \quad (5.1)$$

где  $K_3$  — коэффициент передачи по напряжению детектора, определенный для цепи затвора;  $K_y$  — коэффициент усиления напряжения цепью стока.

Ввиду того что к диоду  $VD_{3с}$  схемы на рис. 5.1,б в рабочем режиме прикладывается запирающее напряжение с выходной цепи ПТ, то при анализе будем учитывать только диод  $VD_{3и}$ . Немодулированные сопротивления истока и затвора учтем, соответствующим образом увеличив сопротивление нагрузки затворной цепи ПТ.

Вольт-амперная характеристика цепи затвора определяется выражением, приведенным в [5]:

$$i_3 = I_{30} \exp(qu/kT) - I_{30}, \quad (5.2)$$

где  $I_{30}$  — обратный ток затвора при насыщении;  $u$  — напряжение, прикладываемое к цепи затвора.

Уравнение (5.2) справедливо в ограниченной области характеристик реальной зависимости тока затвора от напряжения затвор — исток  $i_3 = f(u_{3и})$  (на участке 2—3, рис. 5.4).

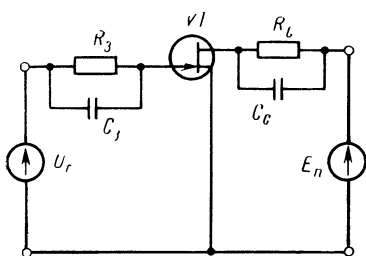


Рис. 5.3. Схема затворного детектора

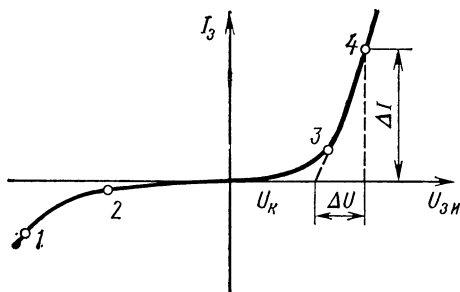


Рис. 5.4. Входная характеристика ПТ

При больших обратных напряжениях (участок 1—2) наблюдается резкое возрастание обратного тока затвора. На участке 3—4, соответствующем большим прямым смещениям затвора, характеристика  $i_3 = f(u_{3и})$  близка к линейной.

Анализ затворного детектора проведем методом, дающим высокую точность полученных результатов при больших сопротивлениях нагрузки в цепи затвора и любых значениях амплитуды сигнала.

Пусть напряжение на детекторе  $u = U_n + U_r \cos \omega t$ . Тогда ток в цепи детектора определяется следующим образом:

$$i_3 = I_{30} \exp\left(\frac{qU_n}{kT}\right) \exp\left(\frac{qU_r \cos \omega t}{kT}\right) - I_{30}. \quad (5.3)$$

Выражение (5.3) можно записать в виде

$$i_3 = I_{30} \exp\left(\frac{qU_n}{kT}\right) \left[ J_0(X) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} J_k(X) \cos k \omega t \right] - I_{30}, \quad (5.4)$$

где  $J_k(X)$  — модуль функции Бесселя мнимого аргумента  $iX$ ;

$$X = qU_r/kT. \quad (5.5)$$

Постоянная составляющая тока согласно (5.4)

$$I_{\pi} = I_{30} \exp(q U_{\pi}/k T) J_0(X) - I_{30}. \quad (5.6)$$

Амплитуду первой гармоники тока также можно найти из (5.4):

$$I_1 = I_{30} \exp(q U_{\pi}/k T) 2 J_1(X). \quad (5.7)$$

Постоянное напряжение на детекторе

$$U_{\pi} = U_{30} - I_{\pi} R_3, \quad (5.8)$$

где  $U_{30}$  — напряжение внешнего смещения.

Из выражений (5.6) — (5.8) получаем

$$U_{\pi} = U_{30} + I_{30} R_3 \exp(q U_{\pi}/k T) J_0(X).$$

Уравнение нагрузочной прямой имеет вид

$$I_{\pi} = (U_{30} - U_{\pi} + I_{30} R_3)/R_3. \quad (5.9)$$

Входное сопротивление затворного детектора с учетом (5.6) — (5.9)

$$R_{вх} = \frac{U_{\Gamma}}{I_1} = \frac{R_3}{2} \frac{U_{\Gamma}}{U_{30} + I_{30} R_3 - U_{\pi}} \frac{J_0(X)}{J_1(X)}. \quad (5.10)$$

Для немодулированного сигнала коэффициент передачи детектора  $K_3 = |\Delta U|/U_{\Gamma}$ . Тогда постоянное напряжение на выходе детектора можно определить из выражения

$$U_{\pi} = U_{см} + \Delta U = U_{см} - U_{\Gamma} K_3, \quad (5.11)$$

где  $U_{см}$  — абсцисса точки покоя.

Наилучший результат детектирования получается, когда  $U_{30} = 0$ , при этом  $U_{см} = 0$ .

Решая совместно уравнения (5.6) и (5.9) и заменяя  $U_{\pi}$  на  $U_{см} - U_{\Gamma} K_3$ , получаем

$$U_{30} + I_{30} R_3 - U_{см} + U_{\Gamma} K_3 = I_{30} \exp\left(\frac{q}{k T} U_{см}\right) \times \\ \times \exp\left(-\frac{q}{k T} U_{\Gamma} K_3\right) J_0(X) R_3.$$

Учитывая, что

$$I_{30} \exp\left(\frac{q}{k T} U_{см}\right) = I_{\pi} = \frac{U_{30} - U_{см} + I_{30} R_3}{R_3},$$

найдем

$$(U_{30} + I_{30} R_3 - U_{см}) + U_{\Gamma} K_3 = (U_{30} + I_{30} R_3 - U_{см}) \times \\ \times \exp\left(-\frac{q}{k T} U_{\Gamma} K_3\right) J_0(X). \quad (5.12)$$

Введем обобщенную величину смещения:

$$Z = \frac{q}{k T} (U_{см} - U_{30} - I_{30} R_3). \quad (5.13)$$

Умножая обе части (5.12) на  $q/kT$  и используя выражения (5.5) и (5.13), получаем

$$|Z| + XK_3 = |Z| \exp(-XK_3) J_0(X),$$

откуда

$$\exp(XK_3) J_0(X) = 1 + XK_3/|Z|. \quad (5.14)$$

Логарифмируя (5.14), получаем трансцендентное относительно  $X$  уравнение

$$-XK_3 + \ln J_0(X) = \ln(1 - XK_3/|Z|). \quad (5.15)$$

Аналитическое решение уравнения (5.15) можно найти для предельных случаев:

$$\left. \begin{array}{l} \text{при } R_3 \rightarrow \infty \quad K_3 = \ln J_0(X)/X, \\ \text{при } R_3 \rightarrow 0 \quad K_3 \rightarrow 0, \end{array} \right\} \quad (5.16)$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{при } X \rightarrow \infty \quad K_3 \rightarrow 0, \\ \text{при } X \rightarrow 0 \quad K_3 = \ln J_0(X)/X(1 + 1/|Z|). \end{array} \right\} \quad (5.17)$$

В режиме, близком к холостому ходу ( $R_3 \rightarrow \infty$ ), выражение (5.16) дает точный результат для любых амплитуд сигнала, так как детектор работает на экспоненциальном участке зависимости, и, следовательно, погрешность аппроксимации близка к нулю. В режиме, близком к короткому замыканию ( $R_3 \rightarrow 0$ ), погрешность аппроксимации (5.2) может быть велика, особенно при больших сигналах.

Наиболее универсальным является выражение (5.17). При  $R_3 \rightarrow \infty$  выражение (5.17) совпадает с (5.16). Выражение (5.17) применимо для инженерных расчетов во всех случаях, если  $|Z| \geq 5$ . Последнее подтверждают экспериментальные данные, приведенные на рис. 5.5. Кривая 1 изображает зависимость коэффициента усиления затворного детектора  $\mu_3$  от обобщенной амплитуды сигнала  $X$ . Величина  $\mu_3$  определяется из известных соотношений

$$\mu_3 = -du_{\text{ш}}/du_{\text{г}} \text{ при } I_{\text{п}} = \text{const} = J_1(X)/J_0(X). \quad (5.18)$$

Кривая 2 описывает зависимость  $K_{3 \text{ max}} = f(X)$  при  $R_3 \rightarrow \infty$ . Кривая 3 является теоретической зависимостью  $K_3 = f(X)$  при  $|Z| = 5$ . Ход экспериментально найденной зависимости  $K_3 = f(X)$  при  $|Z| = 5$  и  $R_3 = 10^8$  Ом при использовании ПТ типа КП303Г показан на этом рисунке штриховой линией. Из сравнения теоретической зависимости 3 с экспериментальной видно, что погрешность расчета не превышает 10%. Из рассмотрения приведенных кривых видно, что экспериментальная зависимость  $K_3 = f(X)$  даже при сравнительно малой величине  $Z$  достаточно близка (погрешность менее 20%) к зависимости  $K_{3 \text{ max}} = f(X)$  (кривая 2), что хорошо согласуется с выражением (5.17) и в большинстве случаев позволяет определять  $K_3$  по формуле  $K_3 = -\ln J_0(X)/X$ . Для увеличения коэффициента передачи режим ра-

боты детектора следует выбирать так, чтобы величина  $Z$  была наибольшей. Внутреннее сопротивление детектора определяется выражением

$$R_i = R_3 / \left[ \frac{q}{kT} (U_{30} + I_{30}' R_3 - U_n) \right]. \quad (5.19)$$

Детекторную характеристику  $|\Delta U| = f(U_r)$  можно представить в виде

$$|\Delta U| = K_3 U_r. \quad (5.20)$$

В обобщенных координатах выражение (5.20) запишется

$$|\Delta Z| = \frac{q}{kT} |\Delta U| = K_3 X. \quad (5.21)$$

Из (5.21) и (5.17) получаем

$$|\Delta Z| = \frac{\ln J_0(X)}{1 + 1/|Z|}. \quad (5.22)$$

Внутреннее сопротивление детектора с учетом (5.19), (5.13) и (5.22)

$$R_i = \frac{R_3}{|Z| + |\Delta Z|} \approx \frac{R_3}{|Z| + [\ln J_0(X)] / (1 + 1/|Z|)}. \quad (5.23)$$

Для определения коэффициента передачи модулированного сигнала воспользуемся эквивалентной схемой на рис. 5.6. Согласно определению имеем  $K_{3\Omega} = U_n / m U_{0r}$ . Тогда из рис. 5.6 следует

$$K_{3\Omega} = \mu_3 / (1 + R_i / R_3) (1 + i \Omega C_3 R_3), \quad (5.24)$$

где  $R_3 = R_i / (1 + R_i / R_3)$ .

Выражение (5.24) можно записать в виде

$$K_{3\Omega} = K_{30} / (1 + i \Omega C_3 R_3), \quad (5.25)$$

где

$$K_{30} = \mu_3 / (1 + R_i / R_3). \quad (5.26)$$

Входное сопротивление детектора определим, используя (5.10), (5.13) и (5.19):

$$R_{вх} = R_i X / 2 \mu_3. \quad (5.27)$$

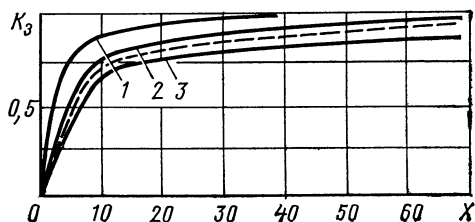


Рис. 5.5. Зависимость коэффициента передачи затворного детектора от обобщенной амплитуды сигнала

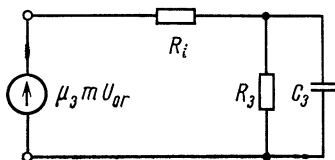


Рис. 5.6. Эквивалентная схема затворного детектора

Из (5.27) и (5.23) находим

$$R_{вх} = \frac{R_3}{2} \frac{X}{\mu_3 \left[ |Z| + \frac{\ln J_0(X)}{1 + |Z|} \right]}. \quad (5.28)$$

При определении нелинейных искажений, имеющих место при детектировании модулированного сигнала, введем следующие допущения: детектор практически безынерционен, не вносит частотных искажений, глубина модуляции  $m \leq 0,5$ . В этом случае разложение детекторной характеристики (5.22) в степенной ряд вокруг рабочей точки  $X = X_0$  приводит после несложных преобразований к следующей формуле для коэффициента гармоник:

$$K_{\Gamma} = \frac{m}{4} \left[ X \left( \frac{1}{\mu_3} - \mu_3 \right) - 1 \right]. \quad (5.29)$$

### 5.3. АНАЛИЗ СВОЙСТВ ТРАНЗИСТОРОВ В КОМБИНИРОВАННОМ РЕЖИМЕ

В комбинированном режиме ПТ управляется одиночными радиоимпульсами длительностью  $t_n$ , амплитудой  $U_{\Gamma}$  и периодом высокочастотного заполнения  $T_0$ . Принципиальная схема устройства, реализующего такой режим работы, приведена на рис. 5.7. Входная цепь транзистора  $VT_2$

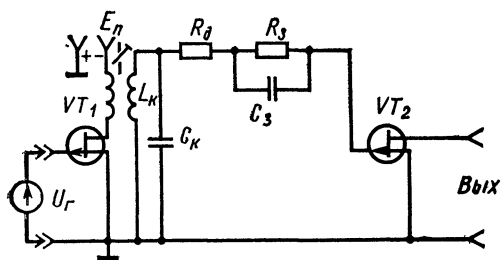


Рис. 5.7. Схема устройства ПТ в комбинированном режиме

используется в качестве диода детектора импульсов. Амплитуда входных импульсов должна превышать контактную разность потенциалов и напряжение отсечки транзистора  $VT_2$ .

Для упрощения анализа положим, что контур  $L_k C_k$  не искажает входной импульс, имеющий прямоугольную огибающую, а также предположим, что заряд емкости  $C_3$  занимает несколько периодов несущей частоты:

$$t_v \gg 3T_0.$$

В течение первого периода несущей частоты напряжение на нагрузке затворного детектора  $R_3$  будет значительно меньше амплитуды напряжения на контуре:  $U_{\Pi} \ll SU_{\Gamma} Z_k = U_{K1}$ .

Время, в течение которого открыт диод, можно определить из выражения

$$t = \frac{\arccos(U_{\Pi}/U_{K1})}{\omega_0},$$

где  $\omega_0 = 2\pi/T_0$ .

Очевидно, что время  $t$  в первый период несущей частоты максимально и соответствует углу отсечки, близкому к  $90^\circ$ . При этом входное сопротивление детектора минимально:  $R_{вх0} \approx 2R_i$ . Внутреннее сопротивление диода  $R_i$  можно определить по входной характеристике ПТ, используя линейную аппроксимацию (см. рис. 5.4):  $R_i = \Delta U / \Delta I$ . В последующие периоды нахождения несущей частоты напряжение  $U_n$  будет возрастать, время нахождения диода в открытом состоянии уменьшаться, коэффициент передачи детектора и входное сопротивление будут стремиться к установившемуся значению. Из-за непостоянства входного сопротивления детектора амплитуда напряжения на контуре  $U_{к1}$  будет возрастать во время процесса установления.

Явления, происходящие в затворном детекторе импульсов, иллюстрирует рис. 5.8. В момент  $t = t_n$  напряжение на контуре исчезает и начинается разряд емкости  $C_3$  через сопротивление  $R_3$  по экспоненциальному закону. До тех пор пока напряжение на конденсаторе  $C_3$  превышает напряжение запирающего транзистора  $VT_2$  (см. рис. 5.7), последний закрыт, при этом  $G_{зак} = G_{min} \approx 0$ .

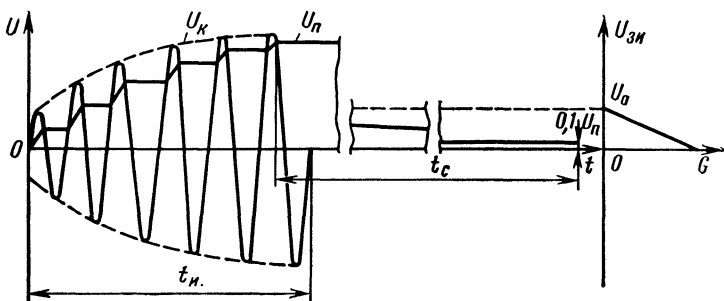


Рис. 5.8. Графики, поясняющие явления, происходящие в затворном детекторе

По окончании разряда емкости  $C_3$  транзистор  $VT_2$  отпирается и его выходная проводимость близка к максимальной:  $G_{отк} = G_{max} = G_0$ .

Анализ схемы на рис. 5.7 проведем, используя метод медленно меняющихся амплитуд. Предположим, что амплитуда напряжения на контуре  $U_{к1}$ , постоянная составляющая выпрямленного напряжения  $U_n$  и коэффициент передачи детектора  $K_3$  являются медленными функциями времени по сравнению с несущей частотой сигнала.

Из рис. 5.7 видно, что

$$I_n(t) = I_R + I_c = \frac{U_n}{R_3} + C \frac{du_n}{dt}. \quad (5.30)$$

С учетом влияния входного сопротивления детектора амплитуда напряжения на контуре

$$U_{к1} = S U_r n Z_3, \quad (5.31)$$

где  $Z_3 = Z_K / (1 + Z_K / R_{вх})$ .



Используя (5.6) и (5.30), получаем следующее дифференциальное уравнение:

$$C_3 \frac{du_{\Pi}}{dt} + \frac{u_{\Pi}}{R_3} = I_{30} \exp(qu_{\Pi}/kT) J_0(X) - I_{30}. \quad (5.32)$$

Введем нормированное время

$$t_1 = t/R_i C_3 = t/\tau_0. \quad (5.33)$$

С учетом (5.33) уравнение (5.32) можно записать в виде

$$\frac{du_{\Pi}}{dt_0} = R_i \left[ I_{30} \exp\left(\frac{qu_{\Pi}}{kT}\right) J_0(X) - I_{30} - \frac{u_{\Pi}}{k_3} \right]. \quad (5.34)$$

Из (5.11) и (5.31) следует, что

$$U_{\Pi} = U_{\kappa} K_3 = S U_{\Gamma} n Z_3 K_3. \quad (5.35)$$

Для установившегося режима (5.35) принимает вид

$$U_{\Pi} = S U_{\Gamma} n Z_3 K_{3y}. \quad (5.36)$$

Как указывалось выше, рассматриваемый детектор импульсов предназначен для работы с импульсами большой амплитуды. Поэтому при  $X=20$  с погрешностью менее 15% можно считать  $K_{3y}=1$ . При необходимости точных расчетов  $K_{3y}$  можно определить из графика, приведенного на рис. 5.5.

Учитывая выражения (5.35) и (5.36), вводим обозначение относительного выпрямленного напряжения:

$$Y = \frac{U_{\Pi}}{U_{\Pi y}} = K_3 / \left( 1 - \frac{Z_{\kappa}}{R_{Bx}} \right) K_{3y}. \quad (5.37)$$

Уравнение (5.34) с учетом (5.37) примет вид

$$\begin{aligned} \frac{du_{\Pi}}{dt_1} = \frac{dY (S u_{\Gamma} n Z_3 K_{3y})}{dt_1} &= R_i \left[ I_{30} \exp\left(\frac{q Y S u_{\Gamma} n Z K_{3y}}{kT}\right) \times \right. \\ &\times \left. J_0(X) - I_{30} - \frac{Y S u_{\Gamma} n Z_3 K_{3y}}{R_3} \right]. \end{aligned}$$

Откуда найдем, что

$$t_1 = \int_0^Y \frac{S u_{\Gamma} n Z_3 K_{3y} dY}{R_i \left[ I_{30} \exp\left(\frac{q Y S u_{\Gamma} n Z_3 K_{3y}}{kT}\right) J_0(X) - I_{30} - \frac{Y S u_{\Gamma} n Z_3 K_{3y}}{R_3} \right]}.$$

Учитывая, что  $S u_{\Gamma} n Z_3 = u_{\kappa 1}$ , получаем

$$t_1 = \int_0^Y \frac{u_{\kappa 1} K_{3y} dY}{R_i \left[ I_{30} \exp(X Y K_{3y}) J_0(X) - I_{30} - \frac{u_{\kappa 1} Y K_{3y}}{R_3} \right]}. \quad (5.38)$$

Решение интеграла (5.38) с любой заданной точностью можно найти графическим способом, используя следующий порядок расчета.

1. Задаемся численными значениями параметра  $X$  и находим  $K_{3y}$ , используя рис. 5.5 или выражение (5.17).

2. Определяем  $U_{к1}$  с учетом (5.28) и (5.31) по заданному значению параметра  $X$ .

3. Находим значения подынтегральной функции  $f(Y)$  и строим семейство зависимостей  $Y=f(Y)$  при разных отношениях  $R_3/R_i$  (рис. 5.9,а).

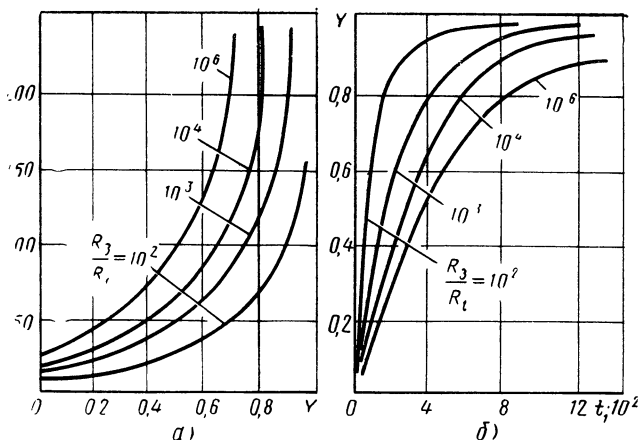


Рис. 5.9. Семейство зависимостей к расчету характеристик затворного детектора: а —  $Y=i(y)$  при разных отношениях  $R_3/R_i$ ; б — кривые установления выпрямленного напряжения при  $Z_R/R_i=509$

4. Производим графическое интегрирование уравнения (5.27), задаваясь значениями  $Y$  от нуля до единицы, в каждом случае определяя площадь, образуемую кривой  $Y$  и осью абсцисс в пределах от  $Y=0$  до  $Y=Y_1$ . Найденная таким образом площадь и будет соответствовать текущему значению нормированного времени  $t_1$ . По полученным значениям  $Y$  и  $t_1$  строятся искомые кривые установления выпрямленного напряжения  $Y=f(t_1)$  (рис. 5.9,б), время установления  $t_1$  является функцией как сопротивления нагрузки, так и сопротивления контура  $Z_k$ .

В ряде устройств, реализующих такой режим работы ПТ, из-за малого времени установления может наблюдаться срабатывание от действия импульсных помех. Для исключения этого в цепи затвора транзистора  $VT_2$  (см. рис. 5.7) можно включить дополнительный резистор  $R_d$ . Добавление  $R_d$  способствует увеличению времени установления, защищает транзистор от пробоя при переходных процессах больших амплитуд и увеличивает входное сопротивление детектора при действии первых периодов несущей частоты радиоимпульса, что позволяет реализовать высокую избирательность контура  $L_k C_k$ .

Во многих случаях достаточно знать приближенное значение времени установления. Хорошее совпадение с результатами экспериментов дают вычисления  $t_y$  по формуле

$$t_y \approx 10 C_a (R_d + Z_k + 2 R_i). \quad (5.39)$$

В момент  $t=t_{\text{и}}$  радиоимпульс исчезает и начинается свободный разряд емкости  $C_3$  через сопротивление  $R_3$  по закону

$$U_{\text{п}}(t) = U_{\text{пв}} \exp \left( -\frac{t-t_{\text{и}}}{R_3 C_3} \right). \quad (5.40)$$

Предположим, что в области управляемого сопротивления зависимость проводимости канала от напряжения затвор — исток определяется выражением

$$G = G_0(1 - U_{\text{зи}}/U_0). \quad (5.41)$$

Для анализируемой схемы справедливо соотношение

$$U_{\text{зи}} = U_{\text{п}}(t). \quad (5.42)$$

Рассматривая (5.41) с учетом (5.42), нетрудно заметить, что ПТ будет сохранять минимальную проводимость до тех пор, пока выполняется соотношение  $U_{\text{п}}(t) \geq U_0$ .

Время нахождения ПТ в закрытом состоянии  $t_3$  зависит от отношения напряжения  $U_{\text{п}}/U_0$  и может быть рассчитано по формуле (5.40). Результаты расчета сведены в табл. 5.1, где  $\tau_3$  — постоянная времени цепи затвора ПТ. Из таблицы следует, что для получения больших значений  $t_3$  необходимо напряжение  $U_{\text{п}}$  в 5—10 раз больше напряжения запирающего  $U_0$ . Максимально допустимое значение отношения  $U_{\text{п}}/U_0$  ограничено напряжением пробоя  $U_{\text{пр}}$   $p$ — $n$ -перехода (так как должно выполняться неравенство  $U_{\text{п}} < U_{\text{пр}}$ ). Полезно знать, что напряжение пробоя  $p$ — $n$ -перехода ПТ растёт при увеличении сопротивления

Таблица 5.1

$U_{\text{п}}/U_0$	$t_3$
1	0
2	$0,69\tau_3$
5	$1,6\tau_3$
10	$2,3\tau_3$
100	$4,6\tau_3$
1000	$6,9\tau_3$
10000	$9,2\tau_3$

дополнительного резистора в цепи затвора. Зависимость проводимости канала от времени можно получить, используя (5.40) и (5.41), а также учитывая (5.42):

$$G = G_0 \left[ U_0 - U_{\text{пв}} \exp \left( -\frac{t-t_{\text{и}}}{R_3 C_3} \right) \right] / U_0. \quad (5.43)$$

Аналогично можно получить зависимости  $G=f(t)$  и для случаев, когда  $G=f(U_{\text{зи}})$  описывается не выражением (5.41), а например, (2.18) — (2.20) или любой другой функцией. В практических случаях можно использовать как большое время нахождения ПТ в закрытом состоянии, так и функциональную зависимость сопротивления канала от времени.

Таким образом, предложен комбинированный режим работы ПТ, позволяющий реализовать следующие достоинства ПТ: возможность детектирования входного сигнала; высокое входное сопротивление в закрытом состоянии; малое входное сопротивление, когда  $p$ — $n$ -переход открыт; возможность работы ПТ в качестве управляемого сопротивления.

Реализация комбинированного режима работы ПТ целесообразна там, где требуется получить определенную функциональную зависимость электрических параметров от времени (например, в удлинителях импульсов, устройствах, обеспечивающих затухание радиовещательного сигнала по экспоненциальному закону, и т. п.).

#### 5.4. МЕТОДИКА РАСЧЕТА КАСКАДА С ПОЛЕВЫМИ ТРАНЗИСТОРАМИ В КОМБИНИРОВАННОМ РЕЖИМЕ

Рассмотрим методику расчета схемы, приведенной на рис. 5.7, при использовании в ней ПТ типа КП303.

*Исходные данные для расчета.* Параметры транзистора  $VT_1$ : крутизна характеристики передачи в рабочей точке  $S=2,5$  мА/В,  $U_{3Иотс}=2$  В, выходное сопротивление  $R_{22н}=20$  кОм,  $I_{30}=10^{-10}$  А,  $G_0=1$  мА/В,  $U_{3Иотс}=0,5$  В,  $R_i=10$  Ом.

Время нахождения  $VT_2$  в закрытом состоянии  $t=10$  мин. Длительность посылки радиопульса  $t_{п}=1$  с; параметры контура:  $L_{к}=10^{-2}$  Гн,  $f=10$  кГц;  $Q=100$ .

*Порядок расчета.* Для реализации высокой добротности контура задаемся малым значением коэффициента включения контура  $n=0,1$ .

Определяем эквивалентное сопротивление контура в установившемся режиме по формуле

$$Z_{экв} = \rho Q_{экв} = \rho / (1/Q + n^2 \cdot \rho / R_{22н}),$$

где  $\rho = \omega_0 L_{к} = 6,28 \cdot 10^4 \cdot 10^{-2} = 628$  Ом;

$$Z_{экв} = 628 / (1/100 + 0,1^2 \cdot 628 / 20 \cdot 10^3) = 60 \cdot 10^3 \text{ Ом}.$$

Находим емкость конденсатора контура

$$C_{к} = 1 / 2\pi \rho f = 1 / 6,28 \cdot 628 \cdot 10^4 = 2,54 \cdot 10^{-8} \text{ Ф}.$$

Задаемся амплитудой сигнала на входе  $VT_1$ :  $U_{г}=0,1$  В. Согласно (5.31) амплитуда напряжения на контуре:

$$U_{к1} = S U_{г} n Z_{экв} = 2,5 \cdot 10^3 \cdot 0,1 \cdot 0,1 \cdot 60 \cdot 10^3 = 1,5 \text{ В}.$$

Используя выражение (5.5), определяем обобщенную амплитуду сигнала

$$= q U_{к1} / kT = 1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 1,5 / 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300 = 60.$$

По формуле (5.13) найдем обобщенную величину смещения

$$Z = -q I_{30} R_3 / kT = -1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 10^{-10} \cdot 10^{-10} / 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300 = -40,$$

где сопротивление нагрузки детектора  $R_3=10^{10}$  Ом.

Используя выражение (5.17), рассчитываем коэффициент передачи детектора в установившемся режиме:

$$K_{зв} = \frac{\ln J_0(X)}{X(1 + 1/|Z|)} = \frac{57}{60(1 + 1/40)} = 0,927.$$

Определим амплитуду выпрямленного напряжения по формуле (5.36), учитывая (5.31):

$$U_{пу} = S U_{г} n Z_{эфв} K_{зв} = U_{к1} K_{зв} = 1,5 \cdot 0,927 = 1,39 \text{ В}.$$

Полагая, что транзистор  $VT_2$  имеет характеристику  $I_C = f(U_{3и})$ , близкую к идеализированной, определяем напряжение запираия  $U_0$

$$U_0 = 1,46 U_{3и\text{отс}} = 1,46 \cdot 0,5 = 0,73 \text{ В.}$$

Учтя, что отношение  $U_{пу}$  к  $U_0$  близко к двум, при расчете времени нахождения транзистора  $VT_2$  в закрытом состоянии согласно табл. 5.1 определяем  $t = 0,69\tau_3 = 0,69R_3C_3$ .

Из последнего выражения найдем емкость конденсатора  $C_3$  для обеспечения выдержки времени 10 мин:

$$C_3 = t/0,69R_3 = 10 \cdot 60/0,69 \cdot 10^{10} = 0,087 \cdot 10^{-6} \text{ Ф.}$$

Выбираем стандартный конденсатор емкостью  $0,1 \cdot 10^{-6}$  Ф с большим сопротивлением изоляции. Время установления выбирается из компромиссных условий: с одной стороны, оно должно быть меньше длительности посылки радиоимпульса, с другой — достаточно большим, чтобы исключить ложное срабатывание устройства при действии импульсных помех на входе. Исходя из сказанного, берем время установления  $t_y = 0,5t_n = 0,5$  с.

Из уравнения (5.39) определим сопротивление дополнительного резистора в цепи затвора:

$$R_d = \frac{t_y - 10 C_3 (Z_K + 2 R_i)}{10 C_3} = \frac{0,5 - 10 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6} (60 \cdot 10^3 + 2 \cdot 10)^2}{10 \cdot 0,1 \cdot 10^6} = 0,44 \cdot 10^6 \text{ Ом.}$$

Выбираем стандартный резистор сопротивлением 430 кОм.

Таким образом, все элементы схемы на рис. 5.7 рассчитаны. Зависимость проводимости канала от времени можно найти, используя выражение (5.43).

## 5.5. СПОСОБЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ТРАНЗИСТОРОВ В КОМБИНИРОВАННОМ РЕЖИМЕ

Полевые транзисторы в комбинированном режиме (управляемого сопротивления и с прямыми токами затвора) целесообразно использовать в переключающих цепях, реле времени, формирователях и селекторах импульсов, приемниках избирательного вызова и т. п.

Принцип работы ПТ в таком режиме поясняется графиками, приведенными на рис. 5.10,а, а реализуется схемой, изображенной на рис. 5.10,б. Полевой транзистор управляется с помощью видео- или радиоимпульсов с амплитудой, превышающей напряжение запираия  $U_0$  и контактную разность потенциалов  $p-n$ -перехода. При этом сигналы отрицательной полярности отпирают  $p-n$ -переход  $p$ -канального ПТ и заряжают емкость  $C_3$ , находящуюся в цепи затвора. Удержание ПТ в закрытом состоянии в течение требуемого времени осуществляется напряжением на  $C_3$ .

Постоянная времени заряда емкости мала, так как заряд осуществляется через  $p-n$ -переход транзистора, включенный в прямом направлении. Постоянная времени разряда очень велика, поскольку разряд проходит через очень большое сопротивление за-

пертого  $p$ — $n$ -перехода ПТ. Отношение упомянутых постоянных времени может превышать  $10^4$ .

Для повышения стабильности времени нахождения ПТ в закрытом состоянии между затвором и истоком включается резистор  $R_3$  с сопротивлением, на один-два порядка меньшим входного сопротивления транзистора в закрытом состоянии. Для за-

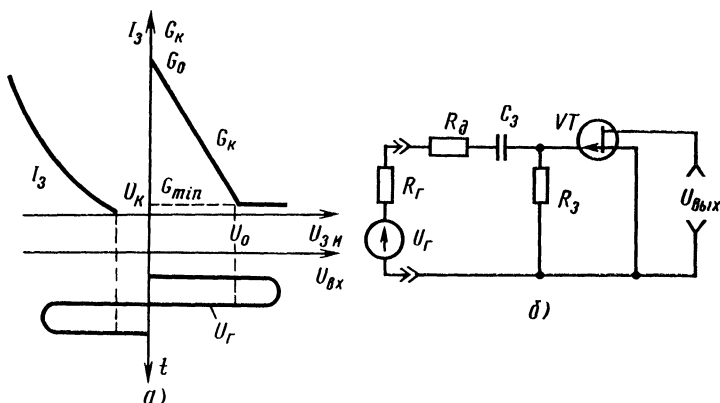


Рис. 5.10 Способ использования ПТ в комбинированном режиме:  
а — графики, поясняющие принцип управления ПТ; б — схема реализации

щиты транзистора от кратковременных импульсных помех и напряжений, выше пробивного, постоянную времени цепи заряда увеличивают, подсоединив последовательно с  $C_3$  дополнительный резистор  $R_d$ . Резистор  $R_d$  ограничивает прямой ток, протекающий через открытый  $p$ — $n$ -переход ПТ. Функцию  $R_d$  может также выполнять внутреннее сопротивление источника входного сигнала.

Предлагаемый способ позволяет сохранять минимальную проводимость канала  $G_{\min}$ , определяемую токами утечки в течение длительного времени, практически не зависящего от длительности управляющего сигнала. Использование  $p$ — $n$ -перехода ПТ для выпрямления тока управляющих сигналов дает возможность упростить ряд существующих схем и реализовать максимально возможное время нахождения транзистора в закрытом состоянии.

Комбинированный режим работы ПТ в схеме рис. 5.10,б может быть реализован также и при управлении ПТ импульсами только положительной полярности. В момент появления импульса практически все напряжение прикладывается к участку затвор — исток ПТ и запирает канал. По мере медленного заряда  $C_3$  через высокоомное сопротивление резистора  $R_3$  напряжение на входе ПТ постепенно уменьшается. До тех пор пока напряжение на резисторе  $R_3$  превышает напряжение запираения ПТ, последний обеспечивает минимальное значение проводимости канала. Если действие входного импульса прекращается, то конденсатор  $C_3$  очень быстро разряжается через открытый  $p$ — $n$ -переход ПТ и устройство

возвращается в исходное состояние, при котором проводимость канала максимальна.

При этом реализуются большая постоянная времени цепи заряда и малая постоянная времени цепи разряда. При необходимости отношение указанных постоянных времени может превышать  $10^4$ . Если время действия входного импульса  $t_{\text{и}}$  существенно больше времени заряда емкости  $C_3$  ( $t_{\text{и}} \gg C_3 R_3$ ), то напряжение на резисторе  $R_3$  уменьшается практически до нуля и ПТ обеспечивает максимальную проводимость канала. Это свойство целесообразно использовать в реле времени.

Таким образом, предлагаемые способы реализуют основные достоинства ПТ: выпрямительные свойства  $p$ — $n$ -перехода; высокое входное сопротивление, когда  $p$ — $n$ -переход закрыт; низкое входное сопротивление, когда  $p$ — $n$ -переход открыт; возможность работы в качестве элемента с регулируемой выходной проводимостью. В практических случаях вместо  $p$ -канального ПТ, использованного в схеме рис. 5.10,б, можно применять и  $n$ -канальные. При этом  $p$ — $n$ -переход будет отпираться положительными импульсами управляющего напряжения. Описанные способы могут быть осуществлены также и на МДП-транзисторах при использовании выпрямительных свойств  $p$ — $n$ -переходов подложка — канал.

Теория работы ПТ в комбинированном режиме изложена в § 5.3, методика расчета элементов устройств с ПТ в комбинированном режиме приведена в § 5.4.

## 5.6. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ДЛИТЕЛЬНОСТИ ИМПУЛЬСОВ

Использование ПТ в комбинированном режиме позволяет реализовать преобразователи импульсов малой длительности в импульсы большой длительности и наоборот. Формируемые импульсы могут иметь длительность до десятков минут без использования в схемах электролитических конденсаторов и механических реле.

Принципиальная схема удлинителя входных импульсов приведена на рис. 5.11,а, а графики, поясняющие его работу, изображены на рис. 5.11,б. При поступлении на вход  $VT1$  положительно-го импульса длительностью  $t_{\text{и1}}$  отпирается  $p$ — $n$ -переход затвор — исток и происходит быстрый заряд емкости  $C$ . По окончании действия входного импульса  $VT1$  запирается напряжением на емкости  $C$ . Это вызывает отпирание  $VT2$  и запираание  $VT3$ . На выходе устройства образуется напряжение, соответствующее логической единице.

С помощью потенциометра  $R3$  в истоковой цепи ПТ устанавливается напряжение, меньшее напряжения отсечки ПТ. Поэтому разряд емкости  $C$  через высокоомное сопротивление  $R1$  приводит к регенеративному процессу отпирания  $VT1$  и запираания  $VT2$ . Посредством резистора  $R5$  транзистору  $VT3$  обеспечивается большой входной ток, вызывающий резкое уменьшение выходного на-

пряжения. На выходе схемы образуется напряжение, соответствующее логическому нулю. Длительность выходного импульса  $t_{н2}$  зависит от выбора элементов  $C$  и  $R1$ . Благодаря высокоомному сопротивлению  $R1$  длительность выходного импульса  $t_{н2}$  может на несколько порядков превысить длительность входного импульса  $t_{н1}$ . Из рис. 5.11,б видно, что устройство может быть также использовано для задержки входных импульсов.

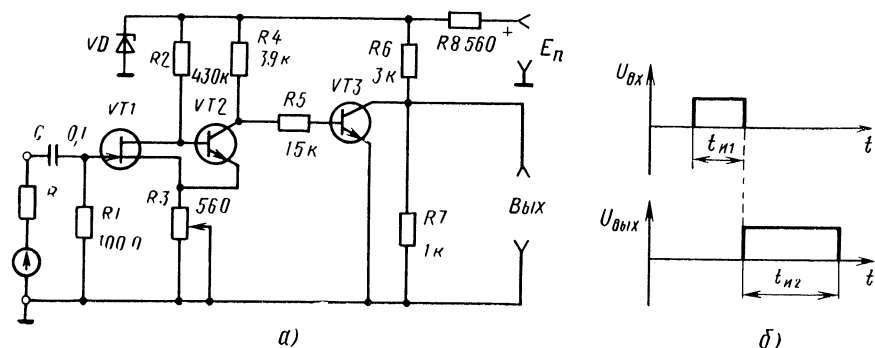


Рис. 5.11. Способ увеличения длительности импульсов:

а — принципиальная схема устройства ( $VT1$  — КП303Ж,  $VT2$ ,  $VT3$  — КТ315А,  $VD$  — Д814Д);  
б — эпюры напряжений на входе и выходе устройства

Принципиальная схема укоротителя входных импульсов приведена на рис. 5.12,а, а графики, поясняющие его работу, — на рис. 5.12,б. При поступлении на вход импульса отрицательной полярности  $VT1$  запирается. Это вызывает запирающее действие транзистора  $VT2$ , входящего в схему электронного реле времени. Принцип работы подробно описан в [4]. Емкость  $C$  медленно заряжается через высокоомное сопротивление  $R3$ . В процессе заряда емкости

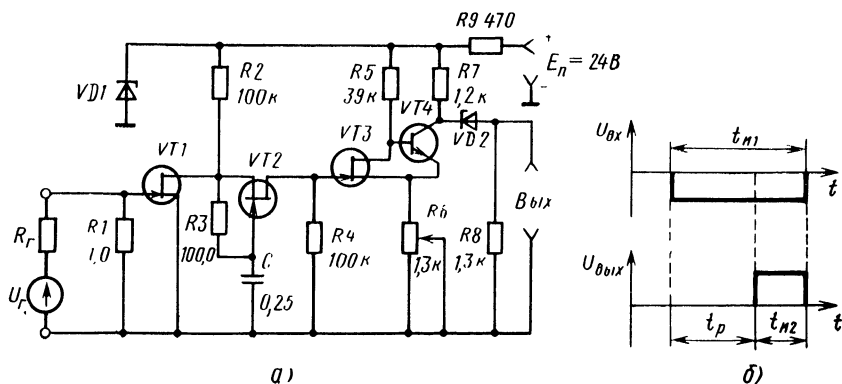


Рис. 5.12. Способ уменьшения длительности импульсов:

а — принципиальная схема ( $VT1$ ,  $VT2$ ,  $VT3$  — КП303Ж,  $VT4$  — КТ315А,  $VD1$  — Д14Д,  $VD2$  — КС168А); б — эпюры напряжений



С результирующее напряжение затвор — исток  $VT2$  уменьшается, что приводит к увеличению проводимости канала и положительного потенциала на входе регенеративного ключа, выполненного на транзисторах  $VT3$  и  $VT4$ . Как только напряжение на входе  $VT3$  достигает порогового значения, происходит регенеративный процесс отпирания  $VT3$  и запираания  $VT4$ . Напряжение на выходе  $VT4$  становится больше напряжения обратимого пробоя  $p$ — $n$ -перехода кремниевого стабилитрона. На выходе устройства появляется потенциал, соответствующий логической единице. В исходном состоянии транзистор  $VT3$  закрыт напряжением, снимаемым с потенциометра  $R6$ , за счет протекания тока через выходную цепь открытого транзистора  $VT4$ . Напряжение на выходе  $VT4$  при этом меньше напряжения обратимого пробоя  $p$ — $n$ -перехода диода  $VD2$  и, следовательно, на выходе устройства обеспечивается состояние, соответствующее логическому нулю.

В момент прекращения действия входного импульса транзистор  $VT1$  отпирается. Емкость  $C$  быстро разряжается через открытый  $p$ — $n$ -переход ПТ. Напряжение, снимаемое с резистора  $R4$ , оказывается меньше напряжения срабатывания регенеративного ключа на транзисторах  $VT3$  и  $VT4$ , и он возвращается в исходное состояние. При этом на выходе устройства устанавливается низкий потенциал, соответствующий логическому нулю.

Длительность выходного импульса  $t_{n2} = t_{n1} - t_p$ , где  $t_{n1}$  — длительность входного импульса,  $t_p$  — выдержка реле времени, зависящая от выбора элементов  $R_3$  и  $C$ . В устройстве можно использовать высокоомный резистор  $R3$  и этим обеспечить практически любое необходимое время  $t_p$  для получения требуемого значения  $t_{n2}$ . Необходимо отметить, что рассмотренное устройство может выполнять функции селектора импульсов по длительности. В частности, оно не будет реагировать на импульсы, длительность которых меньше времени  $t_p$ . Эта особенность использована в устройствах контроля уровня радиовещательных трактов [119].

## 5.7. ЭЛЕКТРОННОЕ РЕЛЕ ВРЕМЕНИ, ПРИГОДНОЕ ДЛЯ ИНТЕГРАЛЬНОГО ИСПОЛНЕНИЯ

Устройство, принципиальная схема которого приведена на рис. 5.13, выполнено на ПТ с  $p$ — $n$ -переходом, работающем в режиме управляемого сопротивления с прямыми токами затвора. Работа ПТ в таком режиме рассмотрена в § 5.3. Устройство может найти применение в малогабаритных и экономичных переключающих схемах, удлинителях импульсов, устройствах дистанционного управления и контроля, приемниках избирательного вызова и т. д.

Технические данные устройства на ПТ типа КП303Г

Выдержка времени, с	30
Мощность, необходимая для управления ПТ, мВт, менее	0,1
Сопротивление в состоянии «включено», Ом	250
Сопротивление в состоянии «выключено», Ом, более	$2,5 \cdot 10^7$

В отличие от известных устройств аналогичного назначения разработанное устройство не содержит источника постоянного напряжения, потребляет крайне малую мощность, имеет минимальное число деталей, малые габаритные размеры и массу. Устройство обеспечивает выдержку времени 30 с при емкости накопительного конденсатора  $C = 10^{-10}$  Ф.

Схема, изображенная на рис. 5.13, реализует способ, предложенный в § 5.5. Длительность нахождения ПТ в закрытом состоянии зависит от постоянной времени цепи разряда. Емкость  $C$  разряжается через очень большое сопротивление закрытого  $p-n$ -перехода кремниевого ПТ ( $10^{10}$ — $10^{13}$  Ом для современных ПТ). По окончании разряда емкости  $C$  устройство возвращается в исходное состояние, при котором сопротивление канала минимально. В зависимости от типа используемых ПТ минимальное сопротивление канала может принимать значения от единиц ом (например, ПТ типа КП903) до сотен ом (для КП103, КП303). Максимальное сопротивление канала ПТ обычно превышает  $10^7$  Ом.

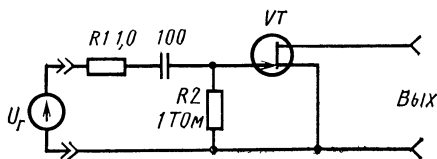


Рис. 5.13 Принципиальная схема электронного реле времени на ПТ

В рассматриваемом устройстве предусмотрена возможность увеличения выдержки времени путем подключения параллельно конденсатору  $C$  внешней емкости.

Для повышения стабильности выдержки времени предусмотрена возможность подключения между затвором и истоком внешнего резистора  $R2$  номиналом, на один-два порядка меньшим, чем входное сопротивление закрытого транзистора.

В устройстве вместо транзистора КП303Г могут быть использованы ПТ с  $p-n$ -переходом любого другого типа как с  $n$ -, так и  $p$ -каналом.

Время нахождения ПТ в закрытом состоянии можно рассчитать с помощью табл. 5.1.

Разработанное устройство при малых выдержках времени ( $t < 1$  мин) допускает интегральное исполнение.

## 5.8. УСТРОЙСТВО ИЗБИРАТЕЛЬНОГО ВЫЗОВА

Устройство избирательного вызова, принципиальная схема которого приведена на рис. 5.14, разработано для приемников вызова систем оперативной связи и телесигнализации [116].

В отличие от известных устройств аналогичного назначения [113—114] рассматриваемое устройство не содержит специальных элементов для выпрямления сигналов вызывных частот, механического переключателя и генератора вызова благодаря выполнению управляющего каскада на ПТ с  $p-n$ -переходом, работающем в комбинированном режиме.

# Технические данные устройства

Частота вызова, кГц . . . . .	4
Амплитуда напряжения частоты вызова, мВ . . . . .	100
Выходная мощность при приеме сигналов полезной информации, мВт, не менее . . . . .	5
Максимальное время срабатывания, с, не более . . . . .	0,8
Минимальное время срабатывания, с, не менее . . . . .	0,4
Время приема полезной информации, мин . . . . .	5
Мощность, потребляемая устройством в ждущем режиме, мВт, не более . . . . .	0,5

Устройство содержит избирательный каскад на биполярном транзисторе  $VT1$  типа МП116А, управляющий каскад на полевом транзисторе  $VT2$  типа КП103Е и усилительный каскад на биполярном транзисторе  $VT3$  типа МП116А. Контур  $L1C1$  избиратель-

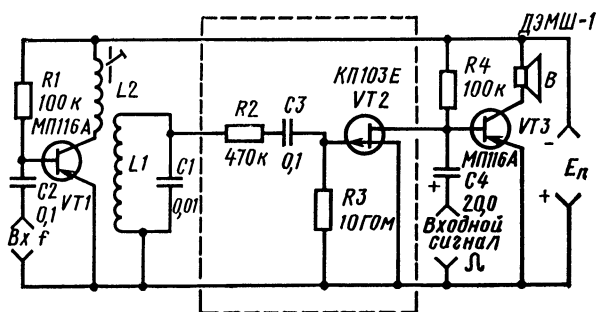


Рис. 5.14. Принципиальная схема устройства избирательного вызова

ного каскада настроен на частоту сигнала вызова  $f$ . При отсутствии на входе  $VT1$  частоты  $f$  напряжение, образующееся на контуре за счет помех, меньше порога срабатывания управляющего каскада. Порог срабатывания определяется контактной разностью потенциалов  $p-n$ -перехода  $VT2$  и при использовании кремниевого ПТ равен 0,5—0,6 В. Сопротивление канала ПТ минимально, и падение напряжения на нем меньше, чем требуется для отпирания транзистора  $VT3$ . Напряжение сигналов, поступающих на вход последнего, не усиливается.

При поступлении на вход  $VT1$  напряжения частоты  $f$  открывается  $p-n$ -переход  $VT2$  и происходит быстрый заряд конденсатора  $C3$ . Постоянная времени заряда конденсатора выбирается из условий открывания управляющего каскада при действии напряжения кратковременных посылок частоты  $f$  и удержания управляющего каскада в закрытом состоянии при действии напряжения импульсных помех на входе  $VT1$ .

По окончании заряда конденсатора  $C3$  транзистор  $VT2$  оказывается закрытым напряжением на этом конденсаторе. Резистор  $R4$  обеспечивает транзистору  $VT3$  нормальный ток смещения. Транзистор  $VT3$  усиливает напряжение сигналов речевой информации и звуковой сигнализации. Информация прослушивается абонентом.

Время работы усилительного каскада зависит только от времени разряда конденсатора  $C3$ . А так как его разряд происходит через очень большое сопротивление цепи затвор — исток закрытого ПТ, то работа может продолжаться десятки минут. Если нет необходимости в больших выдержках времени или требуются точные выдержки времени, то используют резистор  $R3$  номиналом, на один-два порядка меньшим, чем входное сопротивление закрытого ПТ, сильно зависящее от температуры и напряжения затвор — исток. По окончании разряда конденсатора  $C3$  сопротивление канала транзистора  $VT2$  принимает минимальное значение, транзистор  $VT3$  закрывается и напряжение сигналов, поступающих на его вход, не усиливается.

Элементы рассмотренного устройства избирательного вызова рассчитаны по методике, изложенной в § 5.4. Применение ПТ в комбинированном режиме позволило существенно упростить схему устройства избирательного вызова и обеспечить автоматическое включение и выключение усилительного каскада. Использование ПТ обеспечивает повышение надежности и экономичности устройства избирательного вызова.

## 5.9. ПРИЕМНИК МНОГОЧАСТОТНОГО ИЗБИРАТЕЛЬНОГО ВЫЗОВА

Устройство, принципиальная схема которого приведена на рис. 5.15, может найти применение в системах телесигнализации, телеуправления и оперативной связи как малогабаритное декодирующее устройство и приемник речевой информации и звуковой сигнализации. Устройства аналогичного назначения применяются в системах связи с большим числом абонентов. Число вызываемых

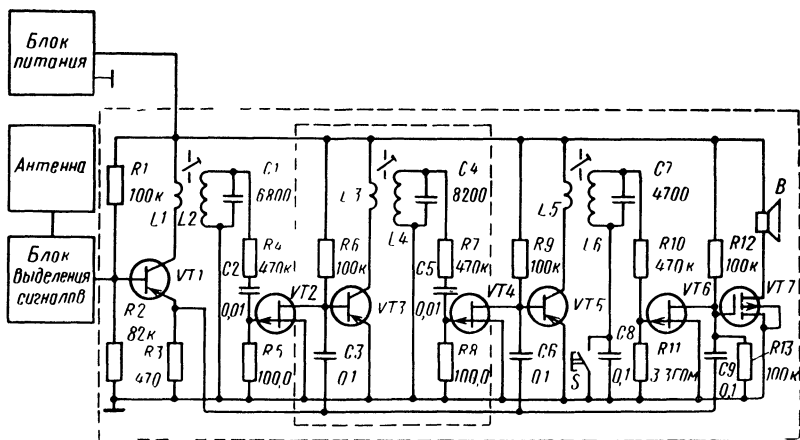


Рис. 5.15. Принципиальная схема приемника многочастотного избирательного вызова:

$VT1, VT3, VT5$  — МП116;  $VT2, VT4, VT6$  — КП103Е;  $VT7$  — КП301Б

мых абонентов дополнительно увеличивается при использовании комбинаций, отличающихся лишь порядком следования частот. При этом число абонентов равно числу размещений из  $K$  частот по  $M$ :

$$N = K!/(K - M)!, \quad (5.44)$$

где  $M$  — число частот в кодовой комбинации (равное числу декодирующих каскадов приемника);  $K$  — общее число вызывных частот.

Прототипами рассматриваемого приемника являются портативные приемники системы «Связь» (СССР) и «Telefunken» (ФРГ) [114]. Наиболее существенные недостатки упомянутых приемников: сложность схем, возможность подслушивания информации, низкая надежность (вследствие наличия в устройствах умножителей добротности, генератора вызова, механического переключателя и электролитических конденсаторов). Так как в указанных приемниках использован двухчастотный вызов, то при десяти вызывных частотах согласно выражению (5.44) число абонентов не может превысить 90.

Применение ПТ в комбинированном режиме позволило упростить схему приемника, увеличить число абонентов в системе связи (или при том же числе абонентов сократить число вызывных частот), исключить возможность подслушивания информации и повысить надежность устройства.

Рассмотрим принцип действия разработанного приемника многочастотного избирательного вызова. Последовательность вызывных частот  $f_1, f_2, f_3$  и сигнал полезной информации  $\Omega$  с блока выделения сигналов поступает на вход первого избирательного каскада, собранного на транзисторе  $VT1$  и имеющего две нагрузки: контур  $L2C1$ , настроенный на частоту  $f_1$ , и резистор  $R3$  в эмиттерной цепи, используемый для подачи сигналов всем последующим управляемым каскадам. Транзистор  $VT1$  находится в рабочем состоянии за счет смещения, обеспечиваемого резисторами  $R1, R2, R3$ . Напряжение частоты  $f_1$  с амплитудой, превышающей напряжение отсечки и контактную разность потенциалов  $p$ — $n$ -перехода  $VT2$ , выделяется контуром  $L2C1$  и через резистор  $R4$  и конденсатор  $C2$  прикладывается к участку затвор — исток  $VT2$ . При этом, как только напряжение на контуре  $L2C1$  превысит контактную разность потенциалов  $VT2$ , отпирается  $p$ — $n$ -переход последнего и происходит быстрый заряд конденсатора  $C2$  с постоянной времени, в основном определяемой элементами  $C2$  и  $R4$ . Постоянная времени цепи заряда выбирается из компромиссных условий: управляющий каскад должен срабатывать от кратковременной посылки частоты, однако он не должен срабатывать от действия импульсных помех на входе.

По окончании действия посылки частоты  $f_1$  конденсатор  $C2$  заряжен до амплитудного значения напряжения на контуре  $L2C1$  и  $VT2$  оказывается закрытым этим напряжением. При этом сопротивление канала  $VT2$  велико и через резистор  $R6$  на транзи-

стор  $VT3$  второго избирательного каскада подается нормальное смещение. В исходном состоянии  $VT3$  (как и все последующие управляемые каскады) закрыт, так как напряжение между его эмиттером и базой значительно меньше контактной разности потенциалов  $p$ — $n$ -перехода упомянутого транзистора.

Работоспособность второго избирательного каскада может быть обеспечена в течение длительного времени, определяемого временем разряда конденсатора  $C2$ , так как разряд последнего происходит через очень большое сопротивление затвор — исток закрытого  $p$ — $n$ -перехода транзистора  $VT2$ . В рассматриваемом случае необходимости в большой выдержке времени нет вследствие того, что интервал времени между посылками вызывных частот невелик, поэтому между затвором и истоком  $VT2$  подключен резистор  $R5$  с сопротивлением, на несколько порядков меньшим сопротивления закрытого  $p$ — $n$ -перехода затвор — исток. При этом постоянная времени цепи разряда практически определяется элементами  $C2$  и  $R5$ , и влиянием параметров  $VT2$  на нее можно пренебречь. Время нахождения транзистора  $VT3$  в рабочем состоянии должно быть достаточным для срабатывания следующего управляющего каскада на транзисторе  $VT4$ , после разряда конденсатора  $C2$  сопротивление канала  $VT2$  становится минимальным и транзистор  $VT3$  открывается.

Управляющий каскад на транзисторе  $VT4$  срабатывает, если во время работы транзистора  $VT4$  на его вход поступает напряжение второй вызывной частоты  $f_2$ . По окончании действия посылки частоты  $f_2$  транзистор  $VT4$  оказывается закрытым напряжением на конденсаторе  $C5$ . С помощью резистора  $R9$  обеспечивается работоспособность избирательного каскада на транзисторе  $VT5$ . При поступлении на вход транзистора  $VT5$  напряжения частоты оно выделяется в его выходной цепи на контуре  $L6C7$ . По окончании прохождения посылки частоты  $VT6$  оказывается закрытым напряжением на конденсаторе  $C8$ , постоянная времени разряда которого определяется емкостью конденсатора  $C8$  и сопротивлением резистора  $R11$ . Она выбирается такой, чтобы поддерживать работоспособность оконечного каскада в режиме приема полезной информации  $\Omega$ . По окончании этого времени каскад запирается, так как напряжение между затвором и истоком транзистора  $VT7$  меньше напряжения запирающего ПТ. При этом напряжение сигналов полезной информации, поступающее на его вход, не усиливается и, следовательно, не воспринимается абонентом. Если время приема информации существенно меньше времени нахождения оконечного каскада в рабочем состоянии, последний может быть выключен закорачиванием конденсатора  $C8$ . В отличие от известных приемников избирательного вызова, у которых абонент может сам производить переключение в режиме приема информации, адресованной другому абоненту, в разработанном приемнике осуществляется автоматическое включение оконечного каскада. При этом отпадает необходимость в механическом переключателе и генераторе вызова. Сигнал звуковой частоты, предупрежда-

дающий абонента о вызове, принимается абонентом таким же образом, как и сигналы любой другой полезной информации  $\Omega$ .

Ввиду того что управляющие каскады на ПТ имеют малое входное сопротивление, в приемнике удается реализовать высокие значения добротности  $LC$ -контуров избирательных каскадов и отказаться от применения умножителей добротности, используемых в прототипах, требующих тщательной настройки и склонных к самовозбуждению.

При использовании разработанного приемника число абонентов в системе связи можно легко увеличить до любого требуемого количества без существенного усложнения его схемы. Для этого необходимо лишь увеличить число однотипных каскадов, выделенных на рис. 5.15 штрихпунктирной линией. Изображенный на рис. 5.15 приемник в трехчастотном варианте проще двухчастотных приемников «Связь» (СССР) и «Telefunken» (ФРГ), что позволяет либо увеличить число абонентов системы связи в 8 раз, либо сократить число вызывных частот с десяти до шести. Устройство не содержит электролитических конденсаторов и может быть выполнено в виде миниатюрного блока.

#### Технические данные устройства

Число абонентов при использовании десяти частот вызова, не более	720
Длительность послышки вызова, с	1
Время работы оконечного каскада, мин	5
Полоса частот полезной информации, Гц	300—3400
Частоты вызова, кГц:	
$f_1$	5
$f_2$	4,5
$f_3$	5,5

Описанное устройство может найти применение в аппаратуре дистанционного управления. Для этого следует изменить схему оконечного каскада: в качестве нагрузки включить реле.

### 5.10. УСТРОЙСТВО КОНТРОЛЯ ПАРАМЕТРОВ

Устройства дистанционного контроля параметров находят широкое применение в технике связи. Использование ПТ в комбинированном режиме позволяет разработать простую схему устройства контроля любого требуемого числа параметров с помощью двухпроводной линии.

Схема устройства контроля  $m$  параметров при использовании двухпроводной линии (рис. 5.16) состоит из  $m$  однотипных электронных реле времени. Принцип работы всего устройства понятен из рассмотрения одного типового звена.

При подаче от генератора  $G$  с пульта управления (рис. 5.16,б) частоты  $f_1$ , на которую настроен контур  $L12C11$ , на последнем выделяется напряжение с амплитудой, превышающей напряжение запирающего  $VT11$ . При этом отрицательными полупериодами контурного напряжения отпирается  $p$ — $n$ -переход ПТ и происходит за-

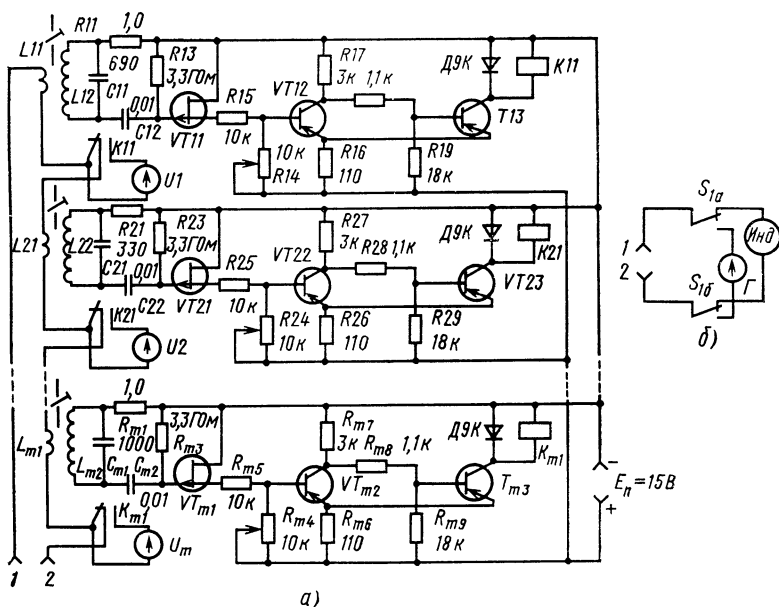


Рис. 5.16. Схема устройства контроля параметров:

а — блоки контроля (VT11, VT21, VTm1 — КП103Е, VT12, VT22, VTm2, VT13, VT23, VTm3 — МП25А), б — пульт управления

ряд конденсатора  $C12$  с постоянной времени, определяемой в основном элементами  $R11$  и  $C12$ . Практически конденсатор  $C12$  успевает зарядиться до амплитудного значения контурного напряжения за время нажатия кнопки  $S1_{a,б}$  переключателя пульта (рис. 5.16,б). При отсутствии кнопки переключателя к последнему подключается индикаторное устройство.

Напряжение на конденсаторе  $C12$  запирает  $VT11$ , при этом сопротивление канала последнего становится очень большим, что вызывает срабатывание триггера Шмитта. Исполнительным механизмом триггера является реле, при срабатывании подключающее своими контактами контролируемую цепь. Напряжение сигнала  $U_1$  контролируемой цепи поступает по проводам 1, 2 к индикатору. Требуемое время прохождения контролируемого сигнала обеспечивается выбором значений элементов  $R13$  и  $C12$ , зависит от порога срабатывания триггера Шмитта, устанавливаемого резистором  $R14$ . По мере разряда конденсатора  $C12$  сопротивление канала транзистора  $VT11$  уменьшается, и в определенный момент происходит опрокидывание триггера, после чего контролируемая цепь отключается.

По выбору оператора посылкой определенной частоты аналогично контролируются и остальные параметры.

При разработке подобных устройств контроля следует соблюдать следующие требования:



разнос управляющих частот должен быть таким, чтобы гарантировать устройство от ложного срабатывания;

полосы управляющих и контролируемых частот или не должны перекрываться, или, если они перекрываются, уровень срабатывания устройства должен быть выше максимально возможного уровня контролируемых сигналов.

Разработанное устройство позволяет осуществить дистанционный контроль нескольких параметров с помощью двухпроводной линии.

Применение в устройстве контроля ПТ обеспечивает: значительное упрощение схемы; любые практически необходимые выдержки времени; облегченную работу контуров, что позволяет реализовать их добротности, близкие к собственным, и, следовательно, уменьшить разнос между управляющими частотами.

## 5.11. ДВУХПОЛУПЕРИОДНЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Возможность использования ПТ в качестве двухполупериодного выпрямителя очевидна из рис. 5.1,б. Если канал ПТ рассматривать как вход устройства, а нагрузку подключать между затвором и общим проводом, то участки сток — затвор и исток — затвор будут выполнять функции двух высококачественных диодов. Схема выпрямителя, реализующего такой принцип, приведена на рис. 5.17 [117]. Здесь реализуется важное достоинство ПТ — высокое со-

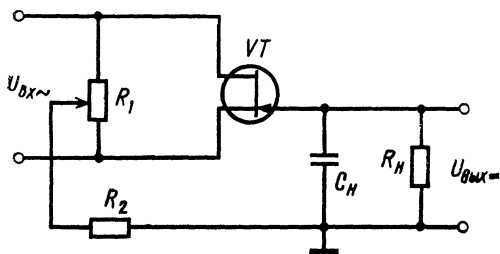


Рис. 5.17 Схема двухполупериодного выпрямителя на одном ПТ

противление  $p$ - $n$ -перехода ПТ в закрытом состоянии ( $10^8$ — $10^{12}$  Ом). Это позволяет использовать высокоомные сопротивления нагрузки  $R_H$  и конденсаторы нагрузки  $C_H$  сравнительно небольшой емкости. Требуемая постоянная времени заряда конденсатора  $C_H$  обеспечивается правильным выбором резистора  $R_2$ . Для

достижения коэффициента передачи выпрямителя, близкого к единице, необходимо выполнение неравенства  $R_H \gg R_2$ .

Потенциометр  $R_1$  используется для симметрирования схемы выпрямителя. Источником сигнала служит схема с симметричным выходом. При разработке схем с описанным выпрямителем следует учитывать, что при малых амплитудах выходного сигнала канал ПТ шунтирует источник сигнала. Этот эффект менее заметен у транзисторов с малой крутизной  $S_0$ . Полностью избежать этого явления можно при использовании в качестве двухполупериодного выпрямителя участок канал — подложка МДП-транзисторов с индуцированным каналом (рис. 5.18).

Здесь блок 1 формирует на выходе два напряжения одинаковой амплитуды со сдвигом фаз  $180^\circ$ . Он содержит, например, фазоинверсный каскад усиления или трансформатор, вторичная обмотка которого имеет вывод от средней точки. Эти напряжения прикладываются к электронному аттенюатору, образованному резисторами  $R_1$  и  $R_2$  и каналом МДП-транзистора.

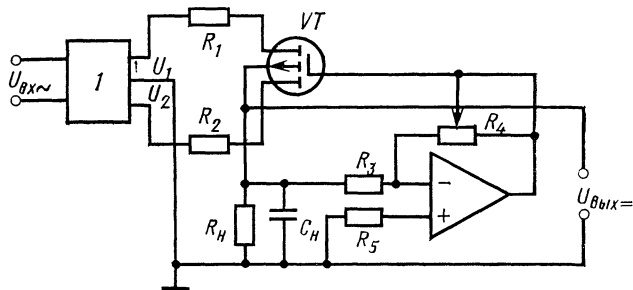


Рис. 5.18. Схема двухполупериодного выпрямителя с управляемой характеристикой выпрямителя

При амплитудах входного сигнала, меньших порогового напряжения ПТ, канал находится в закрытом состоянии и, следовательно, сопротивление участка сток — исток очень велико ( $10^6$ — $10^8$  Ом). Участки подложка — исток и подложка — сток выполняют функции двух диодов. При использовании высокоомной нагрузки коэффициент передачи выпрямителя близок к единице. Таким образом, происходит двухполупериодное выпрямление входного напряжения.

В устройстве имеется возможность изменения вида характеристики выпрямления. Для этого выпрямленное напряжение подается на инвертирующий вход операционного усилителя, коэффициент передачи которого зависит от выбора сопротивлений цепи отрицательной обратной связи  $R_3$  и  $R_4$ . С помощью потенциометра  $R_4$  устанавливают требуемые значения коэффициента передачи. С выхода операционного усилителя на напряжение полярностью, противоположной выпрямленному, прикладывается к затвору МДП-транзистора. Оно является отпирающим для транзистора. При определенном уровне входного сигнала происходит отпирание канала ПТ. При этом сопротивление канала транзистора уменьшается и, следовательно, уменьшается коэффициент передачи аттенюатора. К участкам подложка — исток и подложка — сток прикладывается меньшее напряжение, что вызывает ограничение роста выходного тока. Меняя коэффициент пе-

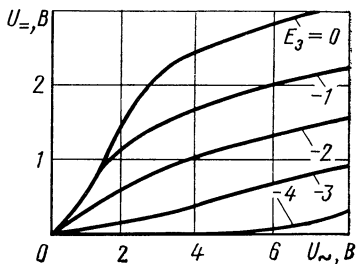


Рис 5.19 Зависимости выпрямленного напряжения от входного переменного напряжения при разных напряжениях на затворе МДП-транзистора

передачи операционного усилителя с помощью потенциометра  $R_4$ , можно изменять вид характеристики выпрямления. Так как сигналом управления в данном случае является напряжение, снимаемое с нагрузки, то происходит автоматическое управление характеристикой выпрямления, что позволяет при увеличении диапазона изменений входных уровней сигналов поддерживать уровни выпрямленных напряжений в заданных пределах.

Заданный вид характеристик выпрямления, изображенных на рис. 5.19, можно получить и при отключении цепи автоматической регулировки коэффициента передачи. Для этого достаточно к затвору МДП-транзистора приложить определенное напряжение смещения.

## 5.12. ВОЛЬТМЕТРЫ В РЕЖИМЕ С ПРЯМЫМИ ТОКАМИ ЗАТВОРА

В технике связи широко используются вольтметры пиковых, максимальных, минимальных и средних значений напряжений. Использование ПТ позволяет упростить их схемы, повысить экономичность и надежность, улучшить временные характеристики. Особенности вольтметров на ПТ рассмотрим на примере указателя уровня, предназначенного для использования в радиовещательных трактах (рис. 5.20).

Транзистор  $VT1$  на входе устройства включен по схеме двухполупериодного выпрямителя. Он работает в режиме с прямыми токами затвора. Такое включение позволило реализовать максимально возможное отношение сопротивлений разряда и заряда цепи, определяющей временные характеристики вольтметра, стабилизировать постоянные времени цепей заряда и разряда, повысить надежность и экономичность вольтметра, упростить его схему.

Разработанный указатель уровня имеет чувствительность 30 В, неравномерность амплитудно-частотной характеристики в полосе

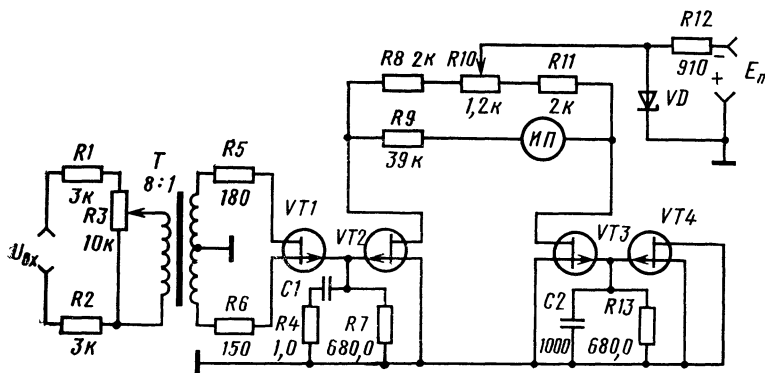


Рис. 5.20. Схема вольтметра на ПТ:  
 $VT1, VT4$  — КП101Г;  $VT2, VT3$  — КП103К;  $VD$  — Д814В

30—15 000 Гц не превышает 1 дБ. В качестве индикаторного прибора ИП использован гальванометр М265М. Сохранность чувствительного гальванометра обеспечивается даже при десятикратной перегрузке по входу благодаря запиранию транзистора  $VT2$  при больших уровнях сигнала на входе.

Основными временными показателями устройства являются: время интеграции и время возврата. Время интеграции — длительность одиночного сигнала звуковой частоты с прямоугольной огибающей, при которой стрелка гальванометра перемещается из начального положения до положения на 2 дБ меньше максимального отклонения при стационарном сигнале того же уровня. Время интеграции зависит от выбора элементов  $C1$  и  $R4$ . Время возврата — время, необходимое для уменьшения показания прибора на 26 дБ после включения напряжения звуковой частоты заданного уровня. Время возврата зависит от выбора элементов  $C1$ ,  $R7$ .

Соответствующим изменением их значений можно реализовать указатель уровня требуемого класса. Обратные токи  $p$ — $n$ -переходов ПТ обычно лежат в пределах  $10^{-8}$ — $10^{-12}$  А. Благодаря этому сопротивления  $R7$  и  $R13$  могут быть выбраны достаточно высокими ( $10^6$ — $10^{11}$  Ом). Высокое сопротивление цепи разряда конденсатора  $C1$  позволяет легко обеспечить необходимое отношение сопротивлений разряда и заряда (тысячи и более раз). Это облегчает получение требуемых временных характеристик при малых номиналах зарядной емкости. В известных схемах вольтметров сопротивление зарядной цепи возрастает по мере заряда конденсатора в связи с уменьшением угла отсечки тока, текущего через  $p$ — $n$ -переходы. В рассматриваемой схеме предусмотрена стабилизация времени интеграции, достигаемая включением резистора  $R4$  в цепь заряда конденсатора  $C1$ .

В указателе уровня применена мостовая схема измерения на  $VT2$  и  $VT3$ , в качестве которых целесообразно использовать ПТ с идентичными характеристиками, например сдвоенные ПТ.

В цепь затвора транзистора  $VT3$  подключен  $VT4$ , аналогичный транзистору  $VT1$ . Назначение транзистора  $VT4$  и элементов, подключенных к его электродам, — обеспечить цепи затвора  $VT3$  условия работы, мало отличные от условий работы цепи затвора  $VT2$  в режиме покоя, и, следовательно, обеспечить устойчивость моста при действии дестабилизирующих факторов. Следует отметить, что необходимость в транзисторе  $VT4$  возникает при работе указателя уровня в широком диапазоне температур (при  $t > +50^\circ\text{C}$ ) и использовании высокоомных резисторов  $R7$  и  $R13$  (более  $10^8$  Ом).

Резисторы  $R5$ ,  $R6$  используются для симметрирования схемы выпрямителя.

Описанное устройство выполнено на ПТ с каналом  $p$ -типа. Однако оно сохраняет работоспособность и при использовании ПТ с каналом  $n$ -типа. В качестве  $VT1$ ,  $VT4$  и  $VT2$ ,  $VT3$  удобно использовать сдвоенные ПТ, например, типа КПС104. В последнем случае необходимо изменить полярность включения  $E_{\text{п}}$ , ИП, VD.

# ПРИМЕНЕНИЕ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ С ПОЛЕВЫМИ ТРАНЗИСТОРАМИ В ТЕХНИКЕ СВЯЗИ

## 6.1. КОРРЕКТОРЫ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

В звуковых трактах систем радиовещания применяются разнообразные типы корректоров частотных характеристик:

*индивидуальные* (моно- и стерео-) с оперативной регулировкой, обеспечивающие плавные подъем и спад АЧХ на нижних и верхних частотах, подъем АЧХ в ограниченном диапазоне частот, а также крутой срез верхних и нижних частот;

*групповые* с оперативной регулировкой, имеющие те же возможности, что и индивидуальные, за исключением подъема частотной характеристики в ограниченном диапазоне частот;

*дикторские* с фиксированными частотными характеристиками в пульте диктора, позволяющие вводить оптимальную частотную коррекцию для голоса каждого диктора;

*оперативные* пультов трансляционной аппаратуры для коррекции частотных характеристик трактов при использовании случайных внешних линий;

*длинных линий* для коррекции закрепленных линий с постоянных трансляционных пунктов.

Возможности применения ИС с ПТ рассмотрим на примере индивидуального корректора с оперативной регулировкой, схема ко-

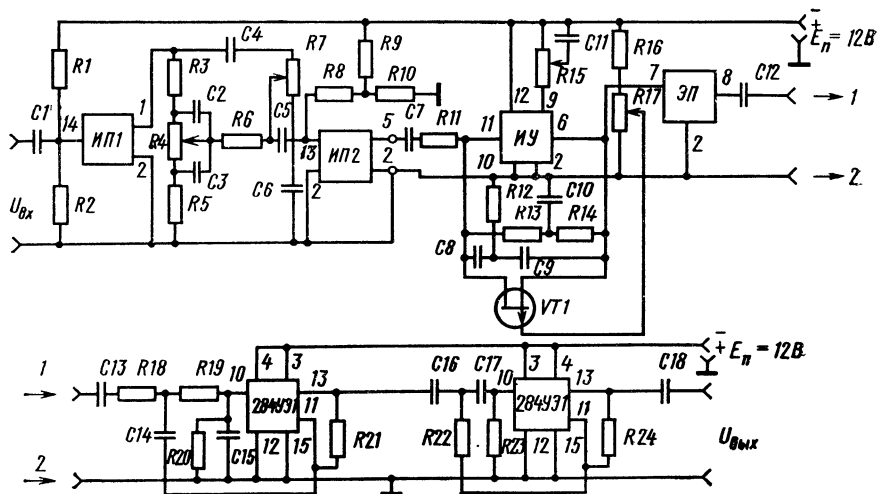


Рис. 6.1. Принципиальная схема корректора

торого приведена на рис. 6.1. Устройство содержит цепи коррекции, обеспечивающие плавные подъем и спад верхних и нижних частот, полосовую  $RC$ -цепь, обеспечивающую подъем АЧХ в ограниченном диапазоне частот, и полосовой  $RC$ -фильтр, обеспечивающий крутой срез верхних и нижних частот. В качестве активных элементов корректора используется одна микросхема типа 284СС2 и две микросхемы типа 284УЭ1. Микросхема 284СС2 (рис. 6.2,а) содержит два истоковых повторителя ИП1, ИП2, один эмиттерный повторитель (ЭП) и инвертирующий усилитель (ИУ). Микросхема 284УЭ1 (рис. 6.2,б) представляет собой истоковый повторитель.

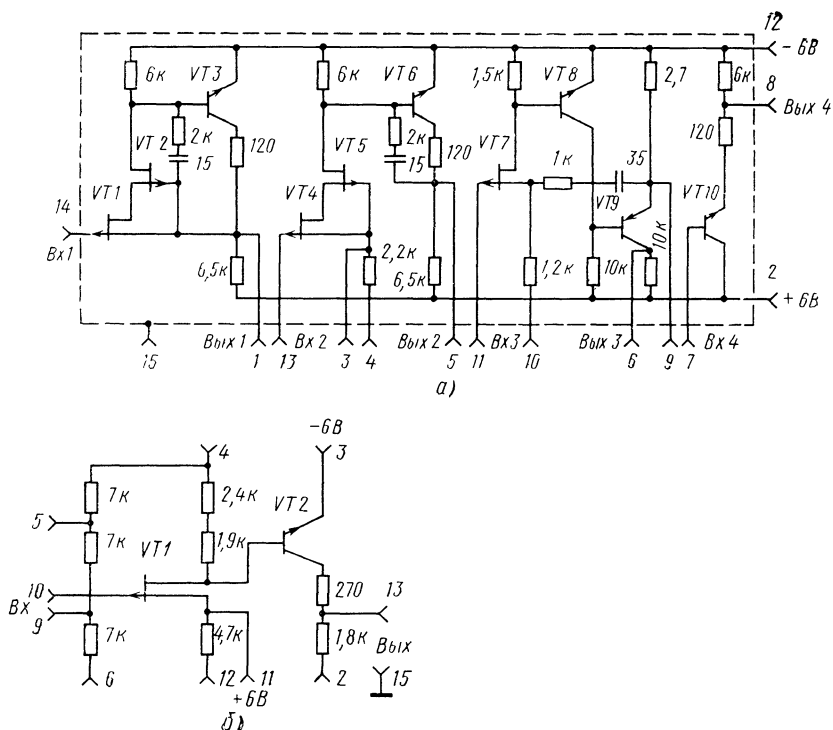


Рис. 6.2. Принципиальные схемы микросхем:

а — типа 284СС2 (VT1 — 2П201А; VT2, VT4, VT5 — 2П201Б, VT7 — 2П201Б, VT3, VT6, VT8, VT9, VT10 — 2Т332Б); б — типа 284УЭ1 (VT1 — 2П201А; VT2 — 2Т332Б)

Входной сигнал подается на вход первого истокового повторителя ИП1 микросхемы 284СС2 (рис. 6.1). С выхода ИП1 сигнал поступает на пассивную корректирующую  $RC$ -цепь, используемую для осуществления либо плавного подъема, либо плавного спада АЧХ. Коррекция АЧХ в области нижних частот производится изменением сопротивления потенциометра  $R4$ , а в области верхних частот — потенциометра  $R7$ . Элементы корректирующей цепи можно рассчитать по методике, изложенной в [106].

цепь работает на высокоомный вход *ИП2* микросхемы 284СС2. Это обеспечивает разработчику аппаратуры свободу в выборе сопротивлений и конденсаторов корректирующей *РС*-цепи и уменьшает различие экспериментальных и расчетных данных, имеющее место из-за влияния сопротивления нагрузки. В рассматриваемом случае сопротивление нагрузки в основном определяется высокоомным резистором *R8*. При необходимости сопротивление резистора *R8* может составлять  $10^6$ — $10^7$  Ом.

Сигнал с выхода *ИП2* через высокоомный резистор *R11* подается на вход инвертирующего усилителя *ИУ* микросхемы 284СС2, который компенсирует затухание, внесенное корректирующей *РС*-цепью. Необходимый коэффициент усиления *ИУ* устанавливается потенциометром *R15*. Кроме того, *ИУ* выполняет функции усиительного элемента активного полосового фильтра, обеспечивающего подъем АЧХ в ограниченном диапазоне частот. Резонансная частота активного полосового фильтра определяется выбором элементов *РС*-цепи, представляющей собой двойной Т-образный мост. Нормальные условия работы моста обеспечиваются высоким входным сопротивлением *ИУ* и выбором сопротивления резистора *R11*.

Подъем АЧХ может регулироваться с помощью электронного регулятора добротности полосового фильтра. Установкой необходимого напряжения затвор — исток транзистора *VT1* типа КП103, используемого в качестве управляемого сопротивления, обеспечивается требуемое затухание полосовой *РС*-цепи и, следовательно, регулируется добротность фильтра. К достоинствам рассмотренного способа регулировки подъема АЧХ следует отнести возможность дистанционного управления. Резонансная частота полосового фильтра изменяется переключением емкостей Т-образного моста. В рассматриваемом случае установка напряжения затвор — исток транзистора *VT1* осуществляется потенциометром *R17*.

Полосовой фильтр, обеспечивающий крутой срез верхних и нижних частот, выполнен на двух микросхемах типа 284УЭ1. Он отделен от *ИУ* буферным каскадом, представляющим эмиттерный повторитель на микросхеме 284СС2. Полосовой фильтр имеет на частоте среза неравномерность АЧХ около 2 дБ и обеспечивает крутизну спада АЧХ примерно 12 дБ на октаву. Переход с одной частоты среза на другую осуществляется переключением конденсаторов *C14*, *C15* фильтра нижних частот и переключением сопротивлений *R22*, *R23* фильтра верхних частот. Для обеспечения постоянства крутизны АЧХ на всех частотах необходимо, чтобы не нарушалось соотношение величин переключаемых элементов.

При проектировании фильтров рассмотренного типа можно использовать методику, изложенную в [105, 106].

Вид характеристик, обеспечиваемых индивидуальным корректором, показан на рис. 6.3. Здесь кривые 1, 2, 3, 4 иллюстрируют работу корректирующей цепи плавного подъема и спада АЧХ, кривые 5, 6, 7 изображают характеристики полосового фильтра подъема АЧХ с электронной регулировкой добротности (при разной добротности — кривые 5, 6 и при разной частоте — 6, 7); кривые 8, 9,

10, 11 — АЧХ полосового фильтра, обеспечивающего крутой срез нижних (кривые 8, 9) и верхних (кривые 10, 11) частот.

Таким образом, корректоры частотных характеристик целесообразно выполнять на ИС с ПТ. Это позволяет существенно уменьшить габаритные размеры за счет использования высокоомных резисторов и конденсаторов с небольшими емкостями; значительно снизить потребляемую ими мощность (по сравнению с вариантом выполнения схем на электронных лампах); приблизить характеристики реальных схем к характеристикам, рассчитанным теоретически. Хотя в паспортных данных предусмотрена работа микросхем от двух источников питания, однако их параметры обеспечиваются и при работе с одним источником питания. Поэтому для упрощения схем питания в рассмотренном случае и в ряде других применений возможно и целесообразно использовать микросхемы с одним источником питания.

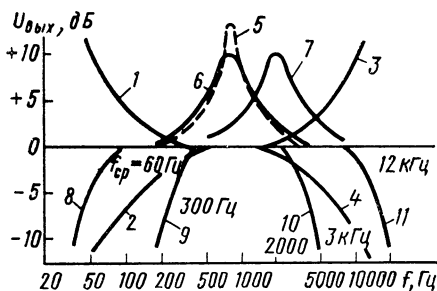


Рис. 6.3. Амплитудно-частотные характеристики корректора

## 6.2. МИКРОФОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Микрофонные усилители находят широкое применение как в бытовой радиоаппаратуре (магнитофонах, устройствах звукоусиления и т. п.), так и в профессиональной аппаратуре (аппаратно-студийных комплексах радиовещания и телевидения, передатчиках, радиотрансляционных узлах и т. п.).

Вследствие разнообразия типов микрофонов (электродинамические, конденсаторные, пьезоэлектрические и т. д.) и различия их технических характеристик ощущается потребность в универсальных микрофонных усилителях, отличающихся широким динамическим диапазоном усиливаемых сигналов и некритичных к параметрам источников сигнала. Такие усилители должны иметь высокое входное сопротивление, малую входную емкость и низкий уровень собственных шумов. С разработкой ИС с входными каскадами на ПТ появляется возможность улучшения параметров и показателей микрофонных усилителей. В частности, выполнение микрофонных усилителей на базе ИС серии 226 позволяет на один—три порядка повысить их входное сопротивление по сравнению с усилителями на биполярных транзисторах. Другим важным достоинством микрофонных усилителей на ПТ является, как показано в § 4.4, менее выраженная зависимость коэффициента шума от сопротивления источника сигнала, чем у усилителей на биполярных транзисторах и на электронных лампах. Принципиальные схемы усилителей серии 226 приведены на рис. 6.4. Во входных каскадах микросхем серии 226 используются ПТ типа 2П201. Эти транзисторы несколь-



ко уступают биполярным транзисторам и электронным лампам, имея большие значения шумового параметра  $R_H$  (около  $10^3$  Ом). Однако они существенно превосходят сравниваемые элементы по другому шумовому параметру ( $R_T > 10^7$  Ом).

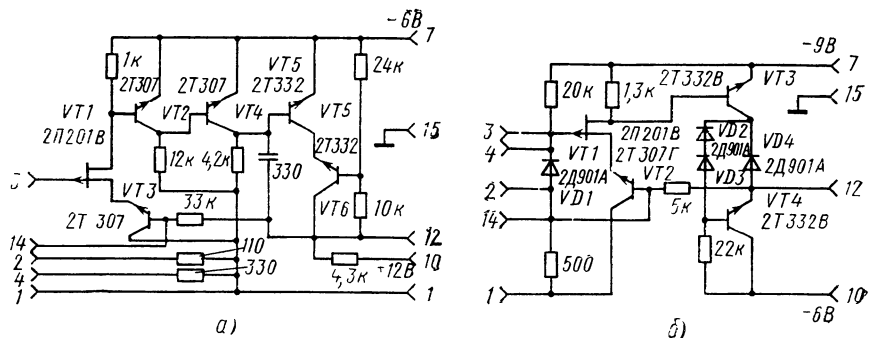


Рис. 6.4. Принципиальные схемы усилителей:  
а — типа 226УН1; б — типа 226УН4

При этом отношение шумовых параметров  $R_T/R_H$  на звуковых частотах у ПТ типа 2П201 превышает  $10^4$ , что больше, чем у обычных электронных ламп и биполярных транзисторов. Оптимальное сопротивление источника сигнала в случае ПТ значительное. Как видно из рис. 4.6, в случае ПТ (когда  $R_T/R_H = 10^4$ ) даже 100-кратное отклонение сопротивления источника сигнала от оптимального не вызывает резкого увеличения коэффициента шума ( $K_{ш} \leq 3$  дБ).

Более широкий динамический диапазон усиливаемых сигналов обеспечивают микросхемы группы А (226УН1А — 226УН5А), имеющие меньший уровень собственных шумов (2—5 мкВ в полосе 20—20·10<sup>3</sup> Гц). Поэтому им следует отдавать предпочтение при разработках высококачественных микрофонных усилителей. Упомянутые ИС отличаются друг от друга коэффициентом усиления.

Согласно техническим условиям на ИС серии 226 средние значения коэффициента усиления по напряжению равны 10, 30, 100, 300. Микросхемы с коэффициентом усиления 10, 30 целесообразно использовать в качестве предварительных усилителей при работе с конденсаторными и пьезоэлектрическими микрофонами. Собственная емкость микрофона и емкость кабеля, соединяющего микрофон с усилителем, образуют частотно-независимый делитель, уменьшающий амплитуду полезного сигнала на входе усилителя. Длина соединительного кабеля может составлять 5—10 м. При работе от источника с высоким внутренним сопротивлением на высокоомный вход усилителя даже экранированный кабель подвержен влиянию наводок и помех. Эти недостатки можно устранить, разместив предварительный микрофонный усилитель в одном корпусе с микрофоном. С точки зрения габаритных размеров, массы и технических характеристик в качестве предварительных микрофонных усилителей удобно использовать мал шумящие ИС серии

226 с небольшими коэффициентами усиления (например, 226УН4А или 226УН2А). Применение этих усилителей позволяет реализовать максимальную чувствительность микрофонов; обеспечить равномерную АЧХ в диапазоне звуковых частот; повысить уровень сигналов до значений, существенно превышающих уровень помех в соединительном кабеле. Так как ИС серии 226 имеют малые выходные сопротивления, они не критичны к параметрам нагрузки и допускают подключение к их выходам микрофонных кабелей значительной длины. Принципиальная схема предварительного микрофонного усилителя на ИС 226УН4А приведена на рис. 6.5, а. Для питания микросхем согласно техническим условиям не-

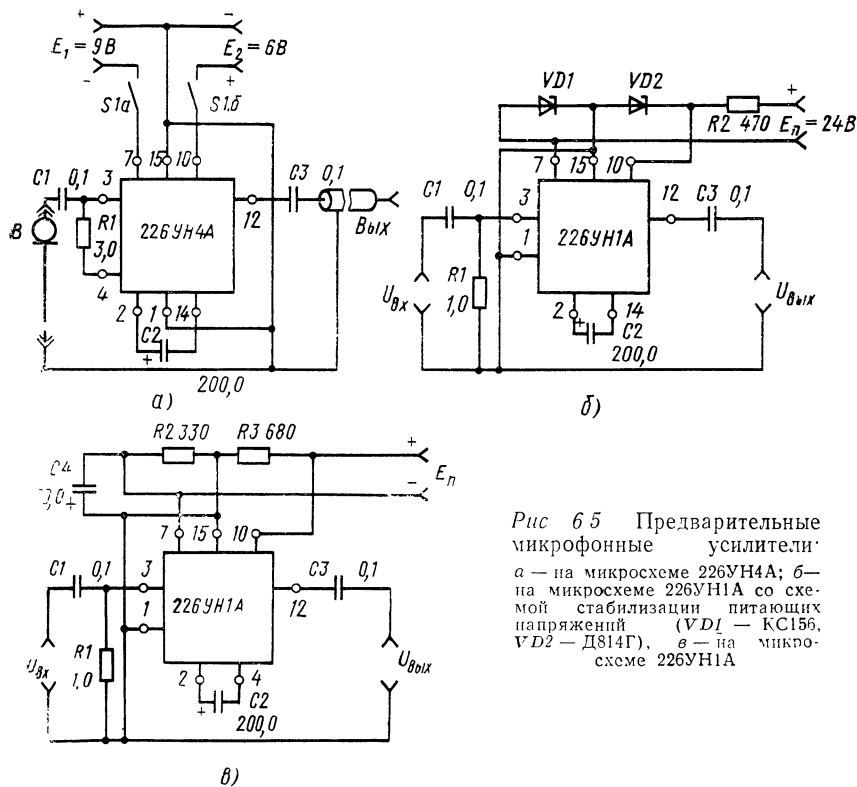


Рис. 6.5 Предварительные микрофонные усилители:  
а — на микросхеме 226УН4А; б — на микросхеме 226УН1А со схемой стабилизации питающих напряжений ( $VD1$  — КС156,  $VD2$  — Д814Г), в — на микросхеме 226УН1А

обходимо два источника. Однако, как показывают эксперименты, ИС серии 226 сохраняют работоспособность и при работе с одним источником питания, а также при пониженном напряжении источника питания. Реализация этой особенности позволяет значительно расширить области применения рассматриваемых микросхем, в частности, в радиоаппаратуре широкого потребления, питающейся обычно от одного источника напряжением 9 В. Способы включения микросхем с одним источником питания рассмотрим на примере усилителя с коэффициентом усиления, равным 300 (микросхе-

мы типа 226УН1А). На рис. 6.5,б приведена схема микрофонного усилителя, питающегося от одного источника напряжением 24 В. Необходимый режим работы транзисторов по постоянному току здесь обеспечивается с помощью электронного стабилизатора напряжения, собранного на резисторе  $R2$  и двух кремниевых стабилитронах —  $VD1$  и  $VD2$ . Усилитель сохраняет работоспособность, если вместо электронного стабилизатора использовать простой омический делитель (рис. 6.5,в). В последнем случае режим работы транзисторов обеспечивается сопротивлениями резисторов  $R2$  и  $R3$ . Для исключения паразитной обратной связи, возникающей из-за резистора  $R2$ , последний шунтируется конденсатором  $C4$ . Оптимальный режим работы усилителя можно установить, применив в качестве омического делителя потенциометр. В частности, при исследовании микросхемы типа 226УН1А режим работы устанавливался потенциометром с сопротивлением 1 кОм. Усилители типов 226УС3А, 226УС5А и 226УС1А с коэффициентом усиления 100—300 целесообразно использовать в качестве окончательных микрофонных усилителей. Для расширения динамического диапазона усиливаемых сигналов и исключения ограничения максимальных сигналов такие усилители должны позволять осуществлять регулировку коэффициента усиления в широких пределах.

Ниже рассматриваются некоторые способы электронной регулировки коэффициента усиления микросхем серии 226. В схеме, приведенной на рис. 6.6, регулировка усиления осуществляется изменением коэффициента передачи цепи ООС, связи с помощью транзистора  $VT1$  типа КП103М, используемого в качестве управляемого сопротивления. Цепь регулировки представляет собой регулятор потенциометрического типа с включением ПТ параллельно нагрузке — входному сопротивлению транзистора 2Т307 микро-

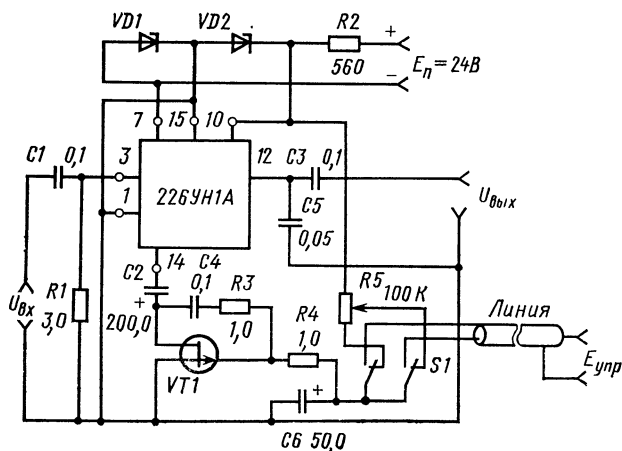


Рис. 6.6. Усилитель с электронной регулировкой коэффициента усиления ( $VD1$ —КС156,  $VD2$ —Д814Г)

схемы. Нерегулируемым плечом регулятора в этом случае является резистор, включенный внутри микросхемы между электродами 12 и 14. Установка требуемого значения коэффициента усиления производится подачей управляющего напряжения затвор — исток транзистору *VT1* с помощью потенциометра *R5*.

С ростом положительного напряжения затвор — исток увеличивается сопротивление канала ПТ и, следовательно, возрастает глубина ООС. Это приводит к уменьшению коэффициента усиления и способствует снижению нелинейных искажений, вносимых усилителем. Рассмотренный способ регулировки усиления целесообразно использовать как при малых, так и при больших амплитудах входных сигналов. Эксперименты показали, что устройство, приведенное на рис. 6.6, позволяет реализовать диапазон регулировки коэффициента передачи более 20 дБ, причем нелинейные искажения при максимальной амплитуде выходного сигнала 1,5 В не превышали 1%. Нелинейные искажения можно дополнительно уменьшить посредством линеаризации стоковых характеристик транзистора *VT1*, осуществляемой высокоомными сопротивлениями *R3* и *R4*. При большой глубине обратной связи может наблюдаться самовозбуждение микросхемы на высоких частотах (в области радиочастот), исключить которое нетрудно подключением параллельно нагрузке усилителя корректирующей емкости *C5*. Конденсатор *C5* обеспечивает плавный спад АЧХ усилителя на частотах, выше верхней рабочей частоты. Например, при емкости конденсатора  $C5 = 0,05$  мкФ верхняя граничная частота усилителя по уровню 3 дБ превышает 20 кГц.

Достоинством усилителя, изображенного на рис. 6.6, является возможность электронной регулировки усиления благодаря применению ПТ в качестве управляемого сопротивления. Электронная регулировка позволяет управлять усилением микрофонных усилителей дистанционно. Переключение усилителя в режим с дистанционной регулировкой коэффициента передачи производится с помощью переключателя *S1*.

Наличие электронной регулировки усиления позволяет введением кольца АРУ осуществлять автоматическую регулировку амплитуды сигнала на выходе, а также сжатие и расширение динамического диапазона входных сигналов. Методика инженерного расчета электронных регуляторов на ПТ изложена в § 2.2. Особенности работы ПТ в качестве регулируемых элементов рассмотрены в § 2.1. В некоторых случаях необходимы микрофонные усилители с очень большим коэффициентом усиления (более  $10^4$ ). Такие усилители также удобно выполнять на базе ИС с ПТ. Задача может быть решена двумя путями. Во-первых, можно последовательно включить несколько ИС серии 226. При этом коэффициент усиления усилителя равен произведению их коэффициентов усиления. Диапазон регулирования коэффициента усиления (дБ) равен сумме диапазонов регулирования усиления используемых микросхем. Во-вторых, для реализации микрофонного усилителя с большим коэффициентом усиления можно использовать ИС 284СС2А, включив ее

так, как показано на рис. 6.7. Максимальный коэффициент усиления схемы при таком включении  $2,5 \cdot 10^4$ , а верхняя граничная частота по уровню 3 дБ примерно 10 кГц. С помощью потенциометра  $R4$  можно регулировать коэффициент усиления в пределах  $50 \dots 2,5 \cdot 10^4$ . Особенности устройства, изображенного на рис. 6.7,

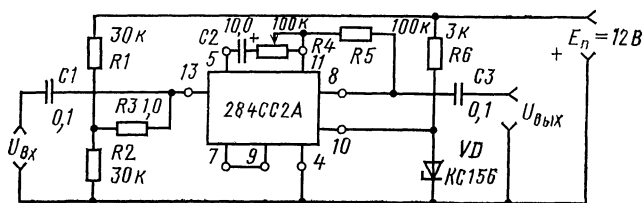


Рис. 6.7. Микрофонный усилитель на микросхеме 284CC2A

являются включение истокового повторителя микросхемы 284CC2A по схеме двухкаскадного усилителя и питание микросхемы от одного источника напряжением 12 В. Необходимый режим работы по постоянному току каскадов микросхемы обеспечивается потенциометрическим делителем  $R1$ ,  $R2$  и стабилизатором напряжения, состоящим из резистора  $R6$  и кремниевого стабилитрона типа  $KC156$ .

### 6.3. RC-ГЕНЕРАТОРЫ

К основным типам генераторов относятся гетеродины приемников, амплитудно-модулированные (АМ) и частотно-модулированные (ЧМ) генераторы, генераторы качающейся частоты, измерительные генераторы и т. п. В качестве элементов, задающих частоту генерации, обычно используются  $LC$ -контуры и  $RC$ -цепи. На частотах ниже 200 кГц  $LC$ -контуры имеют большие габаритные размеры, низкую добротность и не позволяют перестраивать частоту в широких пределах. Указанных недостатков лишены избирательные  $RC$ -цепи, поэтому их целесообразно использовать в низкочастотных и перестраиваемых генераторах. Генератор с избирательной  $RC$ -цепью состоит из усилителя в фазирующей  $RC$ -цепи. Если усилитель выполнен на биполярных транзисторах, частота генерации определяется как параметрами фазирующей  $RC$ -цепи, так и параметрами усилителя. Стабильности генерируемых частот и амплитуды колебаний зависят от стабильностей элементов  $RC$ -цепи и параметров усилителя. Для того чтобы частота генерации полностью определялась параметрами фазирующей цепи, а также с целью повышения стабильности амплитуды и частоты генерируемых колебаний, в  $RC$ -генераторах необходимо использовать усилители со стабильным коэффициентом усиления, высоким входным и низким выходным сопротивлениями. Такими параметрами обладают ИС с ПТ, в частности, серий 226 и 284.

Важными достоинствами ИС с ПТ, реализуемыми в генераторах, являются их малые габаритные размеры и высокая экономичность.

Для иллюстрации возможностей, реализуемых при использовании ИС серии 226, рассмотрим схему  $RC$ -генератора, приведенную на рис. 6.8,а. В устройстве в качестве фазирующей цепи применен полосовой фильтр, состоящий из конденсаторов  $C1$ ,  $C2$  и резисторов  $R1$ ,  $R2$ . Такая фазирующая цепь обладает избирательными свойствами, вносит малое затухание ( $\gamma \approx 3$ ) и создает нулевой фазовый сдвиг между входными и выходными напряжениями только для одной частоты, заданной ее элементами. Для выполнения условий самовозбуждения фазирующая цепь должна работать на неинвертирующий усилитель с коэффициентом усиления, достаточным для компенсации вносимого ею затухания. Приемлемыми характеристиками для генератора с полосовой фазирующей цепью обладает микросхема типа 226УН4. Так как к шумовым свойствам микросхемы жестких требований не предъявляется, можно использовать усилитель группы Б.

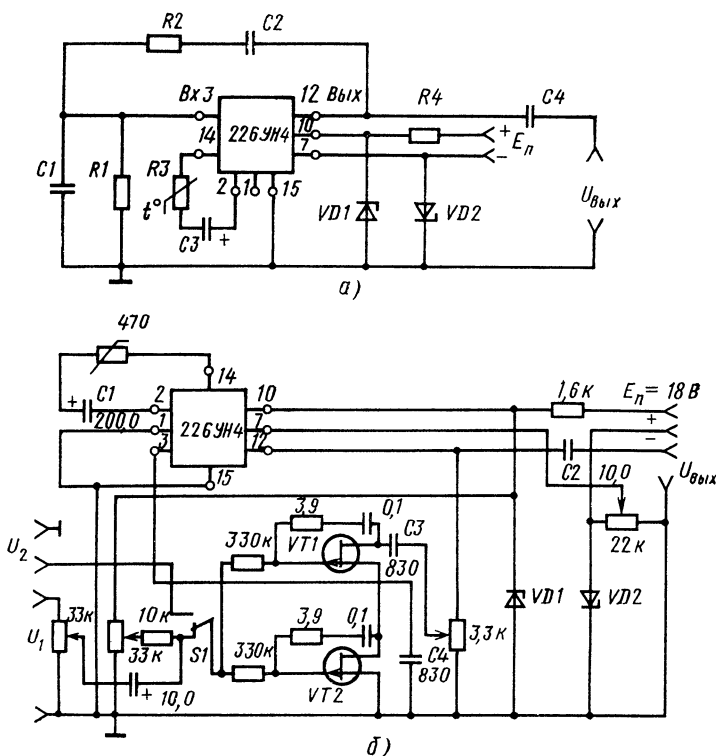


Рис 6.8 Генератор на ПТ

а — принципиальная схема с полосовой  $RC$ -цепью, б — практическая схема с электронной перестройкой частоты ( $VD1$  — КС168А,  $VD2$  — Д814Б)

В первом каскаде микросхемы применен ПТ. Высокое входное сопротивление ПТ существенно облегчает работу фазирующей цепи, практически не нагружая ее, что особенно важно для перестраиваемого генератора. При этом можно выбирать сопротивления фазирующей цепи произвольно (при необходимости десятки мегаом), а перестройку частоты осуществлять с помощью широко распространенных блоков конденсаторов переменной емкости.

Верхняя частота генерации такого генератора определяется частотными свойствами усилителя и превышает 200 кГц. Частота генерации при равенстве одноименных элементов фазирующей цепи ( $R=R_1=R_2$  и  $C=C_1=C_2$ ) может быть найдена по формуле  $\omega = 1/R_1C_1 = 1/R_2C_2$ . Для улучшения формы и повышения стабильности амплитуды генерируемых колебаний в цепи ООС используется термистор  $R_3$ .

Согласно приведенной формуле частота генерации будет линейно изменяться при линейном изменении величин  $1/R$  или  $1/C$ . Линейную зависимость  $1/R$  в функции управляющего напряжения имеют, как показано в § 2.1, ПТ с квадратичными характеристиками передачи в омической области.

Использование в фазирующих цепях  $RC$ -генераторов полевых транзисторов позволяет осуществлять электронную перестройку частоты в широких пределах и частотную модуляцию. Если к форме генерируемых колебаний не предъявляется особых требований, то с помощью ПТ можно добиться электронной перестройки частоты с коэффициентом перекрытия по частоте, превышающим 100.

Схема генератора с электронной перестройкой частоты с помощью подобранной пары ПТ типа КП103ИР приведена на рис. 6.8,б. Здесь полосовая фазирующая цепь образована конденсаторами  $C_3$  и  $C_4$  и сопротивлениями каналов транзисторов  $VT_1$  и  $VT_2$ . В устройстве используется один источник питания. Установка частоты генерации производится подачей управляющего напряжения ПТ, используемым в качестве управляемых сопротивлений. Управляющее напряжение регулируется потенциометром  $R_{11}$ . Уменьшение нелинейных искажений генерируемых колебаний осуществляется посредством линеаризации стоковых характеристик  $VT_1$  и  $VT_2$  с помощью резисторов  $R_4$ ,  $R_5$ ,  $R_6$ ,  $R_7$  и подбором термистора  $R_1$  в цепи ООС усилителя. Улучшению формы генерируемых колебаний способствует также то, что к каналам  $VT_1$  и  $VT_2$  с помощью потенциометра  $R_9$  прикладывается только часть выходного напряжения.

Перестройка частоты производится подачей управляющего напряжения на затворы  $VT_1$  и  $VT_2$  посредством потенциометра  $R_{11}$ . Зависимость частоты от управляющего напряжения линейна на участке  $U_{зи} = (0-0,9) U_{зиотс}$ . Нелинейность приведенной характеристики, наблюдающаяся при управляющих напряжениях, близких к запирающему ПТ, объясняется отличием реальной зависимости  $G=f(U_{зи})$  ПТ от идеальной (линейной).

При необходимости ЧМ на затворы ПТ дополнительно подают модулирующее напряжение  $U_1$ . Регулируя амплитуду модулирую-

щего напряжения с помощью потенциометра  $R10$ , устанавливая необходимую девиацию частоты.

Переключив  $S_1$  в положение 2 и подав на входы  $VT1$  и  $VT2$  линейно-изменяющееся напряжение  $U_2$ , можно использовать схему в качестве генератора качающейся частоты.

Методика расчета генераторов на ИС с ПТ аналогична рассмотренной в § 2.6.

## 6.4. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

В настоящее время освоен выпуск операционных усилителей с ПТ во входных каскадах. Возможности их применения в технике связи рассмотрим на примере микросхемы типа К284УД1. Операционный усилитель типа К284УД1 представляет собой усилитель постоянного тока с дифференциальным входным каскадом на подобранной паре ПТ (рис. 6.9). Усилитель имеет коэффициент усиления на частоте 1000 Гц и более  $2 \cdot 10^4$ , входное сопротивление по постоянному току более  $150 \cdot 10^6$  Ом, выходное сопротивление (при

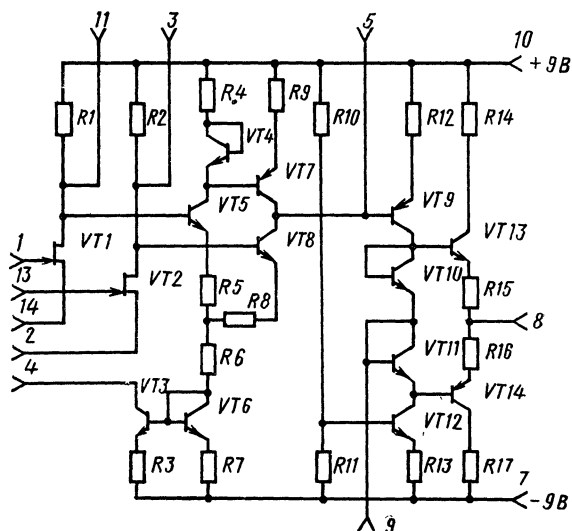


Рис. 6.9. Принципиальная схема операционного усилителя К284УД1

$K_u = 3700$ ) менее 200 Ом, обеспечивает ослабление синфазного сигнала более чем на 60 дБ. Усилитель обладает высокой стабильностью параметров и характеристик, что объясняется возможностью введения глубокой ООС, а также включением специальных стабилизирующих элементов — транзисторов  $VT4$ ,  $VT6$ ,  $VT11$  в качестве диодов.

Помимо своего основного назначения — усилителя постоянного тока — микросхема К284УД1 может найти разнообразное применение в качестве активного элемента функциональных узлов аппара-



туры связи. Рассмотрим некоторые способы ее использования. На рис. 6.10 приведены схемы полосовых усилителей, реализованных на микросхеме К284УД1. Верхняя граничная частота усилителей определяется выбором корректирующей емкости  $C1$ . Нижняя граничная частота зависит от выбора емкостей разделительных конденсаторов.

Усилитель на рис. 6.10,а инвертирует фазу входного напряжения и имеет усиление 60 дБ. Усилитель на рис. 6.10,б не инвертирует фазу входного напряжения и имеет усиление 60 дБ, которое определяется выбором сопротивлений цепи ООС.

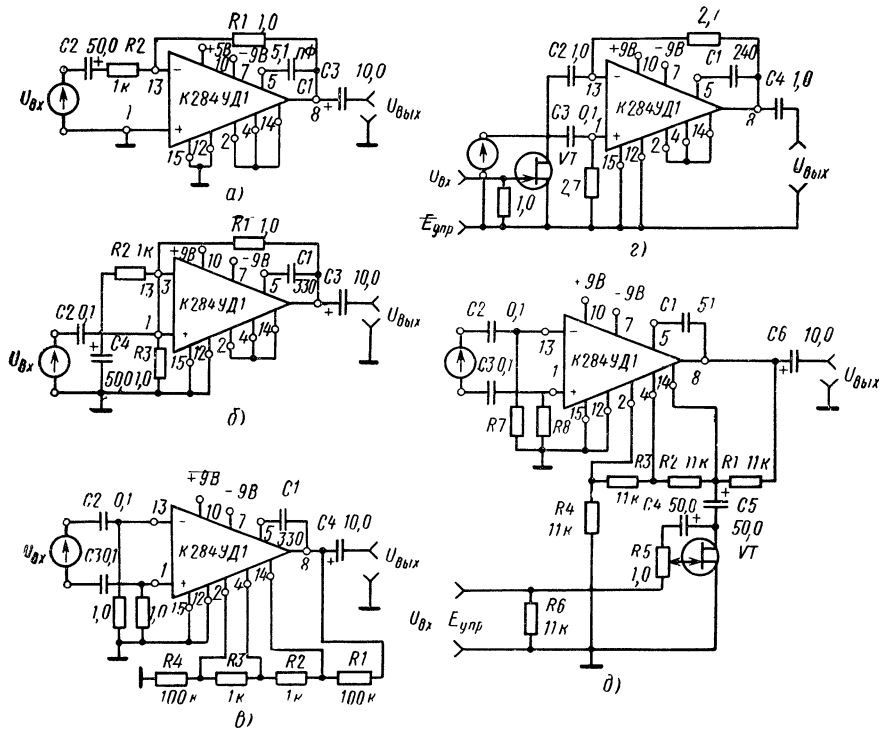


Рис. 6.10. Полосовые усилители на основе микросхемы К284УД1:

а — с инверсией фазы входного напряжения; б — без инверсии фазы входного напряжения; в — с симметричным входом; г — с электронной регулировкой усиления и несимметричным входом

Микросхема К284УД1 допускает введение обратной связи в цепь истоков ПТ дифференциального каскада. Это позволяет реализовать усилители с симметричным входом и высоким входным сопротивлением. Принципиальная схема усилителя для этого случая представлена на рис. 6.10,в. Усиление схемы примерно 40 дБ и может быть рассчитано по указанной выше формуле.

Вводя в цепь ООС ПТ в режиме управляемого сопротивления, можно использовать микросхему К284УД1 в качестве усилителя с

электронной регулировкой усиления. Регулировка усиления в схемах усилителей с несимметричным (рис. 6.10,з) и симметричным (рис. 6.10,д) входами осуществляется подачей напряжения  $E_{упр}$  на вход  $\cdot VT$  типа КП302В. При изменении  $E_{упр}$  в пределах 0...—3 В усиление изменяется более чем на 40 дБ. С помощью потенциометра  $R5$  в схеме на рис. 6.10,д осуществляется линейризация стоковых характеристик регулируемого ПТ. Эта мера и общая ООС позволяют реализовать диапазон регулировки 40 дБ при  $U_{вых} < 1$  В с нелинейными искажениями менее 1%.

Наличие высокоомных инвертирующего и неинвертирующего входов и большое усиление операционного усилителя делают его весьма перспективным для использования в избирательных  $RC$ -фильтрах и  $RC$ -генераторах. Принципиальная схема избирательного  $RC$ -фильтра с частотой квазирезонанса 8 кГц приведена на рис. 6.11. Необходимая добротность фильтра устанавливается подбором сопротивления резистора  $R6$ .

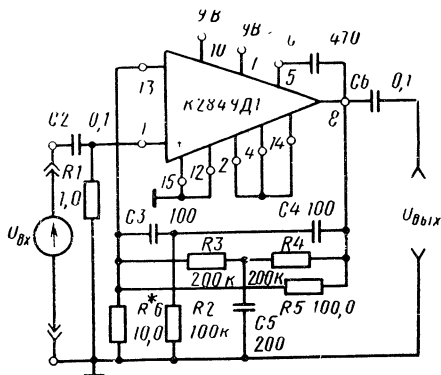


Рис. 6.11. Принципиальная схема избирательного  $RC$ -фильтра

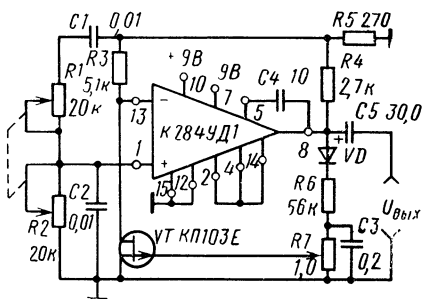


Рис. 6.12. Принципиальная схема  $RC$ -генератора со стабилизацией амплитуды

Принципиальная схема  $RC$ -генератора приведена на рис. 6.12. При работе  $RC$ -генератора в широком диапазоне частот сложно получить сигнал на выходе генератора с малыми нелинейными искажениями. Для улучшения формы генерируемых колебаний к элементам фазирующей цепи и, следовательно, к неинвертирующему входу следует прикладывать небольшую часть выходного напряжения и стабилизировать амплитуду генерируемых колебаний. Первое обеспечивается резистивными делителями  $R4$  и  $R5$ , второе — схемой АРУ, управляющая цепь которой образована резистором  $R3$  и каналом  $VT$  типа КП103М. Амплитуда генерируемых колебаний устанавливается потенциометром  $R7$ . Частота колебаний в пределах 1—10 кГц устанавливается с помощью прецизионного сдвоенного потенциометра  $R1$  и  $R2$ . Разброс сопротивлений сдвоенного потенциометра не должен превышать 1%. При замене резисторов  $R1$  и  $R2$  полевыми транзисторами в качестве управле-

мых сопротивлений можно реализовать генератор с электронной перестройкой частоты.

Операционный усилитель типа К284УД1 целесообразно также использовать при разработках интеграторов, дифференциаторов, компараторов, логарифмических усилителей и т. п. [32].

## 6.5. АВТОРЕГУЛЯТОРЫ УСИЛЕНИЯ

Выполнение авторегуляторов усиления на ИС позволяет существенно уменьшить их габаритные размеры и потребляемую ими мощность, повысить надежность и улучшить их технические характеристики по сравнению с авторегуляторами на дискретных элементах.

Эффективность работы авторегуляторов зависит от петлевого коэффициента усиления. Для разработок высококачественных авторегуляторов целесообразно применять ИС с большим коэффициентом усиления, например операционные усилители.

Особенности авторегуляторов, выполненных на основе интегрального операционного усилителя, рассмотрим на примере инерционного ограничителя уровня (рис. 6.13). Операционный усилитель выполняет функции активного элемента с высоким коэффициентом усиления.

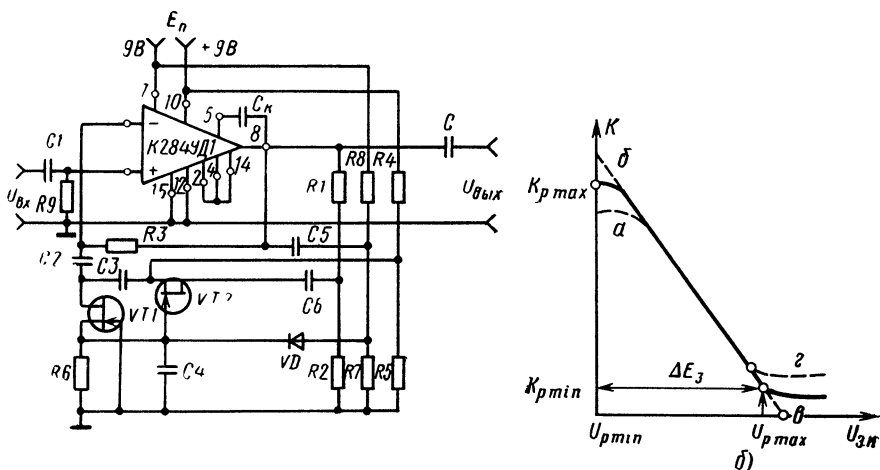


Рис. 6.13. Авторегулятор на ИС схеме:

*a* — принципиальная схема; *б* — регулировочная характеристика

Реальный коэффициент усиления микросхемы зависит от выбора элементов ООС. Для постоянного тока коэффициент усиления микросхемы практически равен единице. Наличие 100%-ной ООС по постоянному току обеспечивает высокую стабильность режима ее работы. Принцип регулировки коэффициента усиления микросхемы основан на изменении глубины ООС по переменному току. В качестве регулируемых элементов цепи ООС используются ПТ

$VT1$  и  $VT2$ , работающие в режиме управляемых сопротивлений при отсутствии постоянной составляющей тока в цепях каналов. Такой режим работы ПТ обеспечивает отсутствие специфических нелинейных искажений типа «заикания», «щелчки срабатывания».

При уровне вещательных сигналов на входе, меньших  $U_{вх\text{ ном}}$ , коэффициент усиления имеет максимальное значение  $K_{р\text{ max}}$ . В этом случае  $VT1$  имеет минимальное сопротивление канала, а  $VT2$  — максимальное. Исходный режим работы  $VT2$  обеспечивается подачей запирающего напряжения, снимаемого с резистора  $R5$ .

При изменении уровня вещательных сигналов в пределах от  $U_{вх\text{ ном}}$  до  $U_{вх\text{ max}}$  напряжение на выходе микросхемы превышает напряжение противосмещения  $E_{пс}$ , образуемое на сопротивлении  $R7$ . На нагрузке выпрямителя — резисторе  $R6$  — выделяется управляющее напряжение, являющееся запирающим для  $VT1$  и отпирающим для  $VT2$ . Если уровень сигнала на входе микросхемы достигает значения  $U_{вх\text{ max}}$ , то управляющее напряжение принимает значение  $U_{р\text{ max}}$ . В этом случае  $VT1$  имеет максимальное сопротивление канала, а  $VT2$  — минимальное. Коэффициент регулируемой ООС принимает значение, близкое к единице. Коэффициент усиления микросхемы принимает минимальное значение, определяемое отношением сопротивлений элементов нерегулируемой ООС —  $R1$  и  $R2$ .

Введение в схему нерегулируемого делителя напряжения позволяет получить на выходе авторегулятора требуемое напряжение при малом напряжении сигнала, прикладываемом к регулируемым элементам. Следует отметить, что это достигается ценой уменьшения диапазона регулировки. В тех случаях, когда реализуемый диапазон регулировки оказывается меньше требуемого, рекомендуется использовать каскадное соединение двух и более регуляторов, подобных описанному с общей цепью управления.

При расчете авторегулятора уровня необходимо учитывать следующие ограничения:

амплитуда вещательного сигнала, прикладываемая к каналу каждого ПТ, не должна превышать значения, рассчитанного по формуле  $U_{си} \leq |U_0| - |U_{з\text{ max}}|$ . В противном случае возникнут избыточные нелинейные искажения, обусловленные отсечкой вещательного сигнала, вследствие запирания канала ПТ;

амплитуда входного сигнала, прикладываемая к каналу каждого ПТ, не должна превышать значения, рассчитанного по формуле  $U_{си} \leq |U_{к} - U_{з\text{ min}}|$ . В противном случае появятся избыточные нелинейные искажения и изменятся временные параметры авторегулятора, что обусловлено возникновением прямых токов затвора и уменьшением сопротивления по управляющему входу;

амплитуда входного сигнала, прикладываемая к каналу каждого ПТ, не должна превышать значения, рассчитанного по формуле  $U_{си} \leq 4K_{г}|U_{з\text{ отс}} - U_{з\text{ max}}|$ , здесь  $K_{г}$  — допустимый коэффициент гармоник, вносимых ПТ;

емкость конденсатора  $C_K$  выбирается из условия обеспечения устойчивости усилителя, когда коэффициент регулируемой обратной связи принимает максимальное значение;

максимальное усиление авторегулятора зависит от сопротивления резистора  $R_3$  и максимального сопротивления канала  $VT_2$ . Общее сопротивление этих элементов должно выбираться таким, чтобы при максимальном усилении частотная характеристика удовлетворяла заданным требованиям линейности.

*Порядок расчета.* Выбирают тип ИС и регулируемых элементов цепи ООС. Исходя из ограничений, изложенных выше, рассчитывают коэффициент нерегулируемой обратной связи:

$$\beta_n = U_{вх \text{ р max}} / U_{вых \text{ max}} = R_2 / (R_1 + R_2).$$

Рассчитывают сопротивление резисторов  $R_1$  и  $R_2$ , учитывая, что их общее сопротивление не должно заметно шунтировать выходную цепь операционного усилителя.

Строят регулировочную характеристику устройства:

$$K_p = K / (1 + \beta_n \beta_p K),$$

где  $K$  — коэффициент усиления микросхемы без ООС;  $\beta_p = (1 + G_1/G_2 + G_1/G_n)^{-1}$  — коэффициент регулируемой ООС. В последнем выражении

$$G_1 = G_{01} \frac{U_{3И \text{ отс } 1} - U_{3И}}{U_{3И \text{ отс } 1}} + i \omega C_{э1};$$

$$G_2 = G_{02} \frac{U_{3И}}{U_{3И \text{ отс } 2}} + i \omega C_{э2} + \frac{1}{R_3};$$

$$G_n = \frac{1}{R_2} + i \omega C_{э3},$$

где  $G_{01}$ ,  $G_{02}$  — проводимости каналов  $VT_1$  и  $VT_2$  при напряжении затвор — исток  $U_{3И} = 0$ ;  $U_{3И \text{ отс } 1}$ ,  $U_{3И \text{ отс } 2}$  — напряжения отсечки  $VT_1$ ,  $VT_2$ ;  $C_{э1}$ ,  $C_{э2}$ ,  $C_{э3}$  — эквивалентные емкости, шунтирующие каналы  $VT_1$ ,  $VT_2$  и резистор  $R_2$  соответственно. Когда выбираются ПТ с идентичными параметрами  $G_0$  и  $U_{3И \text{ отс}}$  (например, из двояных ПТ типа КПС104):

$$\beta_p \approx \left[ \frac{U_{3И \text{ отс}}}{U_{3И}} + \frac{R_2 G_0 (U_{3И \text{ отс}} - U_{3И})}{U_{3И \text{ отс}}} \right]^{-1}.$$

При этом

$$K_0 \approx \frac{1}{\beta_n \beta_p} = (R_1 + R_2) \left[ \frac{U_{3И \text{ отс}}}{U_{3И}} + \frac{R_2 G_0 (U_{3И \text{ отс}} - U_{3И})}{U_{3И \text{ отс}}} \right] / R_2.$$

Обеспечивают требуемое значение  $K_{p \text{ max}}$

$$K_{p \text{ max}} = \frac{U_{вых \text{ max}}}{U_{вх \text{ max}}} \leq K_0 \text{ max} = K / \left( 1 + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{K}{R_3 G_{\text{max}}} \right).$$

Для упрощения схемы в этом случае целесообразно иметь  $U_p = 0$ , тогда  $G_{\text{max}} = G_0$ . При этом требуемое значение  $K_{p \text{ max}}$  обеспечивается соответствующим выбором сопротивления резистора  $R_3$ .

Определяют необходимое значение  $K_{p \min}$ :

$$K_{p \min} = K_{p \max} d/D,$$

где  $d$  — динамический диапазон уровней входных сигналов;  $D$  — динамический диапазон уровней выходных сигналов. Полученное значение должно удовлетворять неравенству  $K_{p \min} \geq K_{0 \min} = (R1+R2)/R2$ . В противном случае потребуются введение дополнительного регулируемого усилителя и повторный расчет элементов и параметров авторегулятора.

По графику на рис. 6.13,б определяют максимальную амплитуду регулирующего напряжения:  $U_{p \max} = \Delta E_3 = U_{3i \max} - U_{3i \min}$ .

Определяют коэффициент передачи управляющей цепи

$$K_{упр} = U_{p \max} / U_{вых \min} (d K_{выпр} - 1) \sqrt{2},$$

где  $K_{выпр}$  — коэффициент передачи выпрямителя. Выбирают элементы управляющей цепи: усилитель, если  $K_{упр} = 1$ ; делитель напряжения, если  $K_{упр} < 1$ . На рис. 6.13 представлен случай, когда  $K_{упр} = 1$ .

Определяют напряжение противосмещения:

$$E_{пс} = U_{вых \min} K_{упр} = \Delta E_3 / (d - 1).$$

Выбирают элементы делителя, обеспечивающие требуемое  $E_{пс}$ .

Строят амплитудную характеристику авторегулятора, учитывая

$$U_{p i} = U_{вых i} K_{упр} K_{выпр} - E_{пс}.$$

Построение амплитудной характеристики удобно производить разбиением отрезка  $\Delta E_3$  (см. рис. 6.13,б) на  $N$  (например, на десять) равных частей. Из полученных точек на этом отрезке восстанавливают перпендикуляры до пересечения с кривой  $K_p = f(U_{3i})$  и определяют соответствующие значения  $K_{pi}$ . Значению  $N_i$  соответствует выходное напряжение  $U_{вых \min}$ , значению  $N_i$  соответствует выходное напряжение  $U_{вых i} = U_{вых \min} d N_i / N$ , значению  $N$  соответствует  $U_{вых \max} = d U_{вых \min}$ . Зная значения  $U_{вых i}$  и  $K_{pi}$ , находят соответствующие им значения и строят искомую зависимость  $U_{вых i} = f(U_{3i})$ .

По известным методикам рассчитывают элементы, определяющие временные показатели авторегулятора.

Рассчитывают делитель напряжения из резисторов  $R4$ ,  $R5$ , обеспечивающий исходный режим работы транзистора, а также элементы, определяющие линейность частотных характеристик основного канала усиления, цепи ООС и цепи управления.

Аналогичным образом рассчитывают и другие типы авторегуляторов.

В заключение следует отметить, что у разработчиков авторегуляторов на основе операционных усилителей имеется возможность изменять вид регулировочной характеристики. Характеристику, приведенную на рис. 6.13,б, можно изменять в пределах от  $a$  до  $b$  изменением сопротивления резистора  $R3$ , а в пределах от  $b$  до  $c$  — изменением сопротивления резистора  $R2$ .

При исключении из схемы резистора  $R8$  устройство будет выполнять функции сжимателя динамического диапазона уровней.

## 6.6. УСТРОЙСТВА КОНТРОЛЯ И ИЗМЕРЕНИЯ УРОВНЕЙ

Анализ известных технических решений аппаратуры контроля и измерения уровней указывает на возможность существенного улучшения их технико-экономических показателей при использовании

для их реализации ИС широкого применения: операционных усилителей (ОУ), пороговых устройств (ПУ), электронных ключей (ЭК).

Ниже рассматриваются узлы аппаратуры автоматического контроля и измерения уровней, выполненные на базе ИС типа К284ПУ1 [44]. Основным ее назначением является управляемое преобразование уровня напряжения. Однако она может работать также в качестве ПУ с регулируемым порогом, ограничителя сигналов с регулируемым коэффициентом передачи, усилителя, детектора нулевого уровня, амплитудного дискриминатора, нуля-компаратора с гистерезисом.

Принципиальная схема ИС типа К284ПУ1 приведена на рис. 6.14. В состав ИС входят три группы элементов: узел операционного усилителя, узел стабилитронов и диодный узел. Каждый из узлов имеет ряд внешних выводов. В качестве усилителя используется бескорпусный ОУ типа К740УД1А. Узел стабилитронов состоит из двух встречно включенных бескорпусных стабилитронов *VD1* и *VD2* типа 2С210К, что позволяет стабилизировать напряжения положительной и отрицательной полярностей. Диодный узел

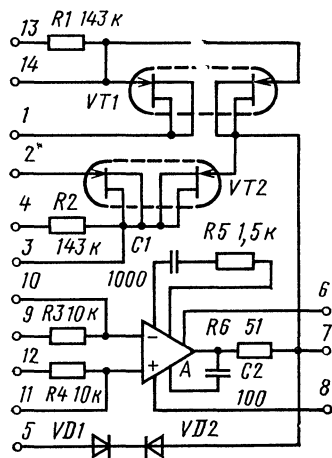
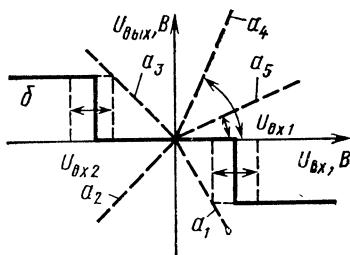


Рис. 6.14. Принципиальная схема микросхемы К284ПУ1

Рис. 6.15. Характеристики передачи микросхемы типа К284ПУ1:

*a* — в режиме «идеального» диода (— — —); *б* — в режиме порогового устройства (— — — —)



содержит два сдвоенных  $n$ -канальных ПТ  $VT1$  и  $VT2$  типа КПС202Г, которые выполняют функции четырех высококачественных кремниевых диодов. Коммутация внешних выводов дает возможность выполнять узлы с различными функциональными характеристиками.

В аппаратуре автоматического контроля и измерения уровней целесообразно использовать ИС типа К284ПУ1 в качестве «идеального» диода — прецизионного линейного выпрямителя и в качестве ПУ. Характеристики передачи этих узлов, выполненных на данной ИС, представлены на рис. 6.15.

Прецизионный линейный выпрямитель на ИС А1 типа К284ПУ1 изображен на рис. 6.16,а. Его характеристика передачи соответствует кривой  $a_1$  на рис. 6.15 и описывается выражением

$$K = -R/R_3.$$

Коэффициент передачи зависит от сопротивления внешнего резистора. Характеристика выпрямителя имеет резко выраженный излом, начальный нелинейный участок практически отсутствует. Угол наклона характеристики меняется плавно и в широких пределах с помощью элементов цепи ООС (рис. 6.15, кривые  $a_1$ — $a_5$ ).

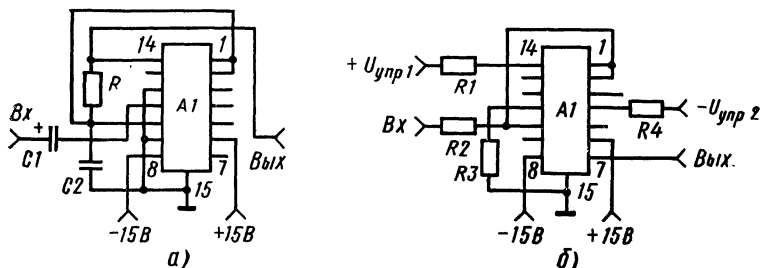


Рис. 6.16. Основные схемы включения микросхемы К284ПУ1:

а — «идеальный» диод; б — пороговое устройство

Прецизионное пороговое устройство с регулируемым порогом, выполненное на ИС А1 типа К284ПУ1 путем включения диодного моста  $VT1$ ,  $VT2$  в цепь ООС ОУ, изображено на рис. 6.16,б. Его характеристика передачи соответствует кривой  $b$  на рис. 6.15 и имеет два порога срабатывания: положительный и отрицательный. Пороги срабатывания устанавливаются независимо и регулируются в широких пределах ( $\pm 8$  В) посредством подачи определенных уровней опорных напряжений. Здесь, в отличие от ПУ, выполненных на триггерах Шмитта, отсутствует явление гистерезиса. Стабильность и точность ПУ на основе ОУ с диодным мостом в цепи ООС существенно выше, чем у ПУ, приведенных в [4]. Основные соотношения, описывающие ПУ (рис. 6.16,б):  $U_{вх1} = (U_{упр2} - U_d) \times R_2/R_4$ ,  $U_{вх2} = (U_{упр1} - U_d) \cdot R_2/R_1$ , где  $U_d \approx 0,65$  В,  $R_2 = R_3$ . Напряжения  $U_{вх1}$  и  $U_{вх2}$ , при которых происходит срабатывание порогового устройства, показаны на рис. 6.15.

Рассмотренные технические решения использованы в блоке контроля уровней (БКУ), изображенном на рис. 6.17,а. Он состоит из двустороннего ограничителя ДО, обеспечивающего защиту входов ИС от перенапряжений; двухполупериодных выпрямителей  $B1$  и  $B2$ ; сглаживающего фильтра  $\Phi$ ; пороговых устройств  $ПУ1, \dots, ПУ3$ ; индикаторов превышения  $И1$ , занижения  $И2$  и пропадания уровня сигнала  $И3$ ; реле времени  $РВ$ , обеспечивающего включение  $И2$  лишь в том случае, если занижение уровня длится дольше интервала времени, заданного  $РВ$ .



Выпрямители  $B1$  и  $B2$  изготовлены на ИС типа К284ПУ1, включенных в качестве «идеальных» диодов (см. рис. 6.16,а). Роль  $ПУ1, \dots, ПУ3$  выполняют те же ИС, но включенные в качестве ПУ с регулируемым порогом без использования внешних резисторов  $R1, \dots, R4$  (см. рис. 6.16,б). А  $ПУ1$  и  $ПУ3$  используют оба порога

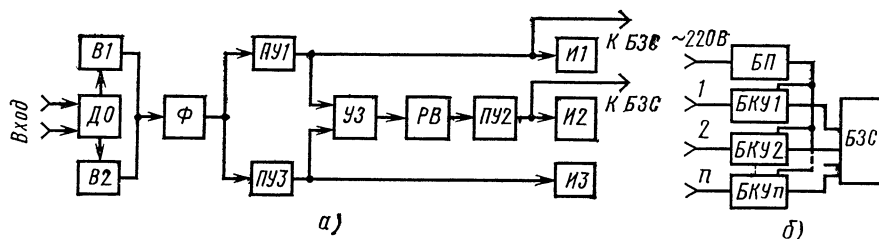


Рис. 6.17. Структурные схемы базового блока контроля уровней (а) и многоканальной аппаратуры контроля (б)

срабатывания. В этом случае при подаче на вход  $ПУ$  положительного напряжения смещения и отрицательного напряжения, полученного в результате выпрямления контролируемого сигнала, на выходе  $ПУ$  образуется постоянное отрицательное напряжение (см. рис. 6.15, кривая б). Это свидетельствует, например, о том, что уровень контролируемого сигнала на входе  $БКУ$  занижен. Если уровень сигнала соответствует норме (с определенными допусками), то напряжение на выходе  $ПУ1$  близко к нулю. При превышении нормы на выходе  $ПУ1$  формируется постоянное положительное напряжение.

Пусть уровень контролируемого сигнала на входе  $БКУ$  занижен. Тогда на выходе  $ПУ1$  появится отрицательное напряжение, которое поступит на узел запрета индикации занижения  $УЗ$  и на  $РВ$ . Они выполнены аналогично описанному в работе [4]. Если в течение времени, определяемого  $РВ$ , уровень сигнала на входе  $БКУ$  не достигнет номинального значения, то на выходе  $РВ$  появится напряжение, которое приведет в действие исполнительный элемент  $ПУ2$ . Сформированное на выходе  $ПУ2$  положительное напряжение подается одновременно на  $И2$  и на вход блока звуковой сигнализации  $БЗС$ .

В случае превышения уровня контролируемого сигнала на входе  $ПУ1$  появится отрицательное напряжение и выходное напряжение  $ПУ1$  будет положительным. Это напряжение одновременно включает  $И1$  и поступает на вход  $БЗС$ . При пропадании входного уровня срабатывает  $ПУ3$  и с помощью  $УЗ$  блокируется включение цепи  $И2$ . Одновременно отрицательное напряжение подается на  $И3$ . Звуковая сигнализация  $БЗС$  при этом не включается во избежание срабатывания от кратковременных исчезновений уровня контролируемого сигнала.

Приняв  $БКУ$  за базовый блок, можно реализовать многоканальную аппаратуру контроля (рис. 6.17,б). Такая аппаратура по-

мимо БКУ содержит общие блоки — БЗС и блок питания БП. При отклонении контролируемого уровня от нормы в сторону превышения или занижения на входе любого из  $n$  БКУ включается БЗС.

На ИС типа К284ПУ1 разработана аппаратура, предназначенная для контроля уровня звуковых сигналов в аппаратах видеозаписи. В разработке внедрены технические решения, описанные в [91, 118]. Технические характеристики этой аппаратуры: число каналов контроля 4 шт.; номинальный входной уровень звуковых сигналов 6 дБ; диапазон рабочих частот 30—15 000 Гц; порог срабатывания при занижении в течение  $5 \pm 1$  с квазипиковых уровней  $-7 \pm 0,3$  дБ; порог срабатывания при превышении в течение 10 с квазипиковых уровней  $4 \pm 0,3$  дБ; порог срабатывания при пропадании контролируемого уровня  $-34 \pm 3$  дБ; входное сопротивление 10 кОм; габаритные размеры  $325 \times 220 \times 160$  мм; масса 7 кг; потребляемая мощность 6 Вт.

Описанные технические решения целесообразно использовать в аппаратуре амплитудно-временного контроля уровней в каналах и трактах звукового вещания и связи, изменив пороги срабатывания ПУ и выдержки РВ. Используя БКУ в качестве унифицированного изделия, удобно выполнять многоканальную аппаратуру контроля, работающую с датчиками различных физических величин: температуры, давления и др.

Рассмотрим примеры применения ИС типа К284ПУ1. На рис. 6.18 приведена схема блока контроля превышения уровня сигнала. Микросхема К284ПУ1 используется здесь в качестве пороговых

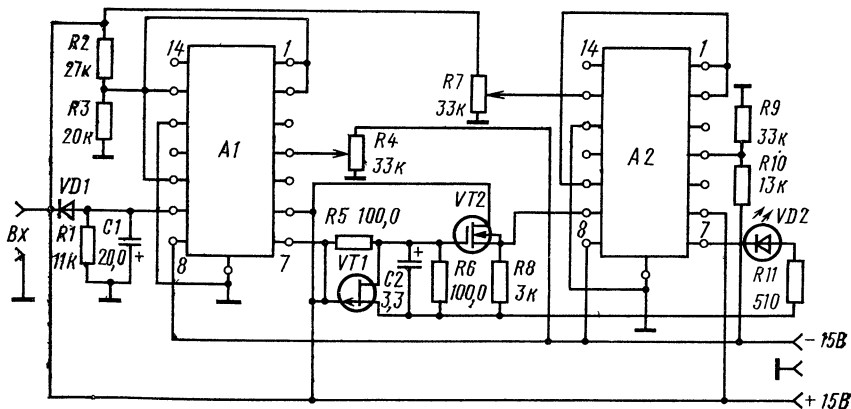


Рис. 6.18 Схема блока контроля превышения уровня (VD1—Д223, VD2—АЛ1102Б)

элементов А1, А2. Рассматриваемый блок контроля состоит из однопериодного выпрямителя на диоде VD1 (в принципе, его также можно выполнить на микросхеме К284ПУ1, однако экономически нецелесообразно), сглаживающего RC-фильтра, порогового элемента А1, реле времени, буферного истокового повторителя, по-

порогового элемента *A2* и схемы визуальной индикации нарушения нормы. Срабатывание порогового устройства *A1* при превышении заданного уровня на 1 дБ обеспечивается установкой опорного напряжения, снимаемого с потенциометра *R4*. Реле времени, реализованное в виде интегрирующей цепи, состоящей из элементов *R5* и *C2*, обеспечивает необходимую задержку срабатывания порогового устройства *A2*. Это сделано для того, чтобы блок контроля не реагировал на кратковременные превышения допустимого уровня радиовещательного сигнала, которые не считаются нарушением нормы. Буферный истоковый повторитель на транзисторе *VT2* типа КП305Д позволяет получить высокое входное сопротивление, необходимое для нормальной работы реле времени. Он необходим, так как микросхема *K284ПУ1* имеет низкое входное сопротивление. Пороговый элемент *A2* формирует выходной сигнал блока, сигнализирующий о нарушении нормы. Напряжение этого сигнала подается на схему визуальной индикации, содержащую светодиод *VD2* и ограничительный резистор *R11*. Установка порога срабатывания *A2* производится потенциометром *R7*.

Для быстрого разряда конденсатора *C2* используется транзистор *VT1* типа КП103М, который находится в состоянии «выключено» во время заряда емкости *C2* и открывается сразу же после окончания действия сигнала превышения нормы.

Если уровень сигнала на входе блока контроля соответствует норме, на выходе *A1* имеется нулевой потенциал, а конденсатор *C2* находится в разряженном состоянии. Напряжение, снимаемое с резистора *R3*, имеет меньшее значение, чем требуется для срабатывания порогового устройства *A2*. На выходе *A2* также имеется нулевой потенциал, и, следовательно, ток через светодиод не протекает.

Схема блока контроля занижения уровня изображена на рис. 6.19. Она содержит такие же функциональные узлы, как и рассмотренная выше, однако имеет иной принцип работы. При зани-

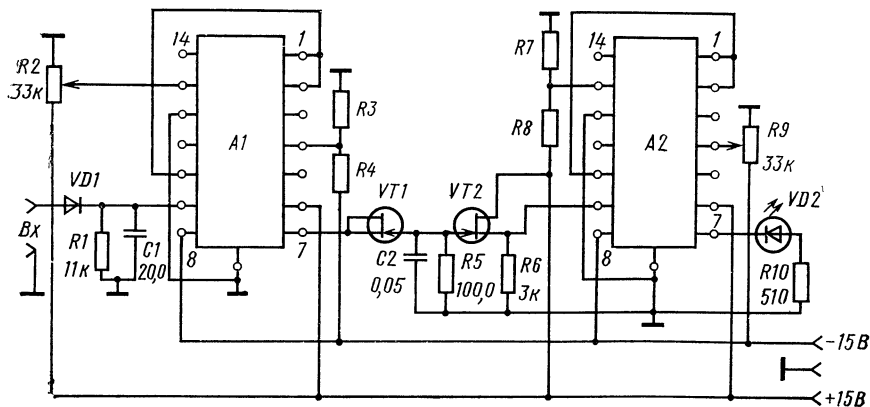


Рис. 6.19. Схема блока контроля занижения уровня

жении входного уровня сигнала на 6 дБ ИС *A1* срабатывает от отрицательных значений выпрямленного напряжения. В этом случае на выходе *A1* имеется нулевой потенциал. Такой режим работы устанавливается потенциометром *R2*. Интегрирующая емкость реле времени при нормальном уровне входного сигнала заряжена до значения отрицательного потенциала, снимаемого с выхода *A1*. Заряд емкости *C2* происходит очень быстро через прямое сопротивление  $p$ — $n$ -перехода транзистора *VT1*.

При занижении уровня входного сигнала емкость *C2* начинает медленно разряжаться в основном через сопротивление *R5*. В этом случае к  $p$ — $n$ -переходам *VT1* и *VT2* прикладывается запирающее напряжение с конденсатора *C2*, и они имеют очень высокие обратные сопротивления. Уменьшение отрицательного потенциала на затворе *VT2* вызывает увеличение положительного потенциала его истока. Как только положительный потенциал истока *VT2* достигает значения напряжения срабатывания ИС *A2*, на ее выходе появляется отрицательный потенциал. При этом через светодиод *VD2* протекает прямой ток и, следовательно, обеспечивается визуальная индикация нарушения нормы. Порог срабатывания *A2* от положительных значений входного напряжения сигнала устанавливается потенциометром *R9*. При кратковременном уменьшении входного сигнала, не считающемся нарушением нормы, *A2* не срабатывает. В этом случае конденсатор *C2* не успевает разрядиться и, следовательно, на истоке транзистора *VT2* напряжение не достигает порогового значения.

На основе ИС серии 284 удобно также выполнять разнообразные устройства контроля качественных показателей аппаратуры и каналов связи. В качестве примера рассмотрим устройство автоматического контроля шумов радиовещательного тракта (РТ) во время пауз (рис. 6.20). Устройство состоит из блока определения паузы в радиовещательной передаче, блока контроля шумов, электронного ключа на транзисторе *VT1* типа МПЗ7 и индикатора на светодиоде *VD7*. Блок определения паузы подключается ко входу контролируемого радиовещательного тракта, а блок контроля шумов — к его выходу. Указанные блоки состоят из однотипных функциональных узлов. Они содержат двусторонние ограничители напряжения на диодах *VD1*, *VD2* и *VD3*, *VD4*, масштабные усилители на операционных усилителях *A1* и *A2* типа К284УД1, выпрямители на диодах *VD5* и *VD6* и пороговые устройства *A3* и *A4* на ИС типа К284ПУ1. Требуемые уровни срабатывания блоков контроля устанавливаются с помощью потенциометров *R3* и *R4*.

Порог срабатывания блока определения паузы — 74 дБ. При отсутствии сигнала на входе контролируемого тракта на выходе *A3* имеется потенциал 15 В. Такой режим работы обеспечивается делителем напряжения из сопротивлений *R10*, *R11*. Если на выходе контролируемого тракта в это время действуют шумы, превышающие допустимые (—60 дБ), то срабатывает пороговое устройство *A4*. Полярность включения *VD6* выбирается такой, чтобы на выходе *A4* в этом случае также обеспечивался потенциал +15 В.

Этот потенциал переводит электронный ключ на транзисторе  $VT1$  в состояние «включено». Через выходную цепь  $VT1$  протекает ток, вызывающий свечение светодиода  $VD7$  и, следовательно, индикацию наличия шумов.

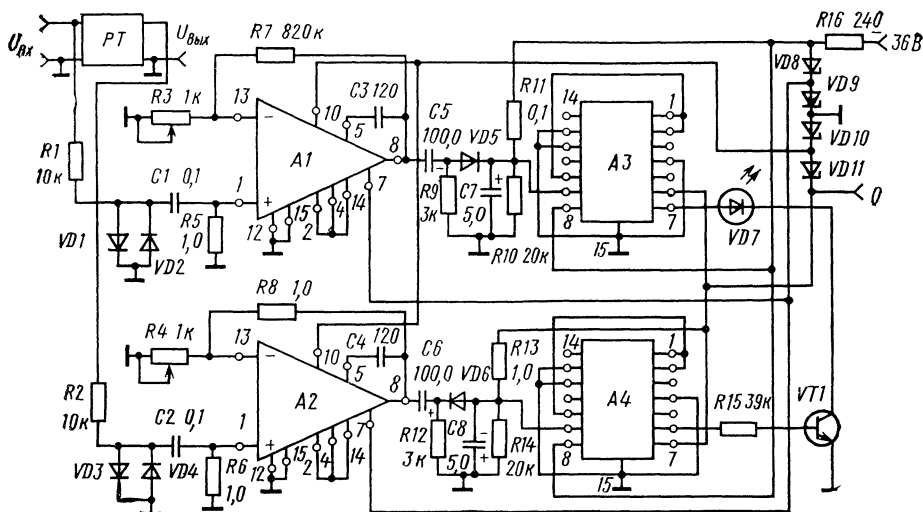


Рис. 6 20. Схема устройства контроля шумов во время паузы радиовещательной передачи ( $VD1$ — $VD6$ —Д22З,  $VD7$ —АЛ102Б,  $VD8$ — $VD11$ —Д814А)

Если на входе контролируемого тракта имеется радиовещательный сигнал с уровнем, превышающим  $-74$  дБ, то на выходе  $A3$  устанавливается отрицательный потенциал и, следовательно, светодиод  $VD7$  находится в выключенном состоянии.

Светодиод  $VD7$  будет находиться в выключенном состоянии и в тех случаях, когда радиовещательный сигнал на входе контролируемого тракта отсутствует, а уровень шумов на его выходе не превышает установленной нормы. При наличии такой ситуации на выходе  $A4$  будет отрицательный потенциал, обеспечивающий состояние «выключено» ключа на транзисторе  $VT1$ . Такой режим работы обеспечивается делителем напряжения на резисторах  $R13$ ,  $R14$ .

## 6.7. АНАЛОГОВЫЕ КЛЮЧИ

В технике связи используются разнообразные коммутаторы каналов, отличающиеся назначением, числом входов и выходов. Помимо обеспечения основных технических параметров коммутаторы должны иметь технологическую конструкцию, малые габаритные размеры. Улучшить эти характеристики можно при использовании в коммутаторах ИС.

В настоящее время серийно выпускаются ИС типа 284КН1, содержащие три аналоговых ключа со схемами управления. Каждый ключ имеет свою схему управления и отдельный вход. Выходы ключей также раздельные. Допускается параллельное включение ключей в любом состоянии. Принципиальная схема устройства приведена на рис. 3.11.

Аналоговые ключи могут быть использованы во многих узлах современных систем обработки данных, в многоканальных коммутаторах, в схемах импульсного отбора значений аналоговых величин в модуляторах, в аналого-цифровых преобразователях и аналоговых ЭВМ.

Основными преимуществами ключей микросхемы К284КН1 по сравнению с ключами на МДП-структурах являются:

- высокая точность передачи аналогового сигнала без применения следящей системы;

- независимость сопротивления открытого ключа от коммутируемого напряжения;

- высокая степень ослабления коммутируемого переменного напряжения закрытым ключом;

- независимость тока утечки закрытого ключа от коммутируемого напряжения.

Возможности использования ИС — аналоговых ключей рассмотрим на примере электронного коммутатора с шестью входами и двумя выходами, принципиальная схема которого изображена на рис. 6.21. Устройство содержит шесть однотипных дифференциальных буферных усилителей (ДБУ), поэтому на рис. 6.21 изображена принципиальная схема только одного из них. Буферный усилитель обеспечивает симметричный высокоомный вход ( $R_{вх} > 10^4 \text{ Ом}$ ) и подавление синфазных помех. Каждый ДБУ выполнен на одной ИС типа 217НТ3, содержащей четыре кремниевых биполярных транзистора. Для ослабления влияния выходных цепей ДБУ их последние каскады выполнены по схеме эмиттерных повторителей и имеют низкие выходные сопротивления. Сигналы с выходов ДБУ поступают через экранированные провода на входы четырех ИС типа К284КН1. Коммутатор имеет два выходных канала. Каждый канал содержит две ИС типа К284КН1 и истоковый повторитель (ИП) на транзисторах  $VT5$ ,  $VT6$  типа КП303Г,  $VT7$ ,  $VT8$  типа МП42Б с низким выходным сопротивлением.

Микросхемы типа К284КН1 содержат нормально разомкнутые ключевые ячейки. Поэтому при отсутствии напряжения на входах управления сигналы с выходов ДБУ ослабляются до уровня, соизмеримого с уровнем собственных шумов, и не поступают на выходы коммутатора.

При необходимости коммутации напряжения с любого из шести входов на любой из двух выходов ко входу управления соответствующей ячейки прикладывают напряжение  $E_{упр} = 5 \text{ В}$  относительно общего провода.

В состоянии «включено» сопротивление электронных ключей невелико ( $R < 200 \text{ Ом}$ ) и затухание сигналов менее 0,5 дБ.

Особенностью микросхем типа К284КН1 является возможность коммутации сигналов с амплитудой до 10 В. В схеме коммутатора, на рис. 6.21 амплитуда коммутируемого напряжения ограничивается только схемами ДБУ и ИП.

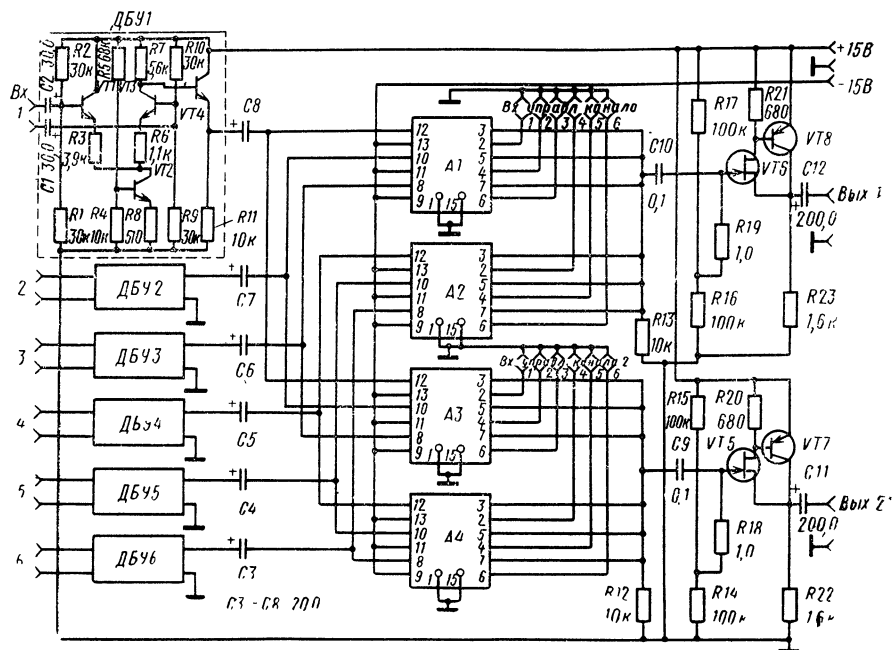


Рис. 6.21. Схема электронного коммутатора с шестью входами и двумя выходами

При согласовании уровней постоянных напряжений на выходе ДБУ и входе ИП из схемы коммутатора можно исключить разделительные конденсаторы  $C3$ — $C8$ .

Для реализации максимальных значений переходного затухания при монтаже плат коммутатора следует свести к минимуму паразитные индуктивные и емкостные связи между ДБУ и ключевыми ячейками К284КН1.

Разработанный коммутатор на ИС К284КН1 удовлетворяет основным требованиям, предъявляемым к коммутаторам радиовещательных систем высшего класса качества. Переходное затухание между каналами, а также затухание сигнала на выходе ключевой ячейки в состоянии «выключено» по отношению к номинальному напряжению сигнала на входе превышает 80 дБ на частоте 15 кГц. Коэффициент нелинейных искажений при  $U_{\text{вых}} = 0,775$  В и  $R_{\text{н}} = 600$  Ом, измеренный на частоте  $f = 1000$  Гц для каждого канала, не превышает 0,3%.

Недостатки рассмотренного устройства удается устранить при выполнении ДБУ на основе интегральных операционных усилите-

лей. При использовании каналов коммутации, аналогичных приведенному на рис. 3.14, удается расширить динамический диапазон аналоговых сигналов в состоянии «включено», существенно упростить схемы коммутаторов за счет отказа от применения электролитических конденсаторов для развязки ключей и ДБУ, уменьшить частотные и нелинейные искажения.

При разработке коммутаторов возникают задачи их защиты от синфазных помех и от возможных случаев ошибочной коммутации. Для разработки коммутаторов большой емкости необходимо иметь унифицированные базовые модули, например, емкостью  $8 \times 8$ .

Для многоканальных электронных коммутаторов аналоговых сигналов целесообразно использовать ИС средней и большой степени интеграции. Это позволяет повысить надежность, уменьшать массу и габаритные размеры.

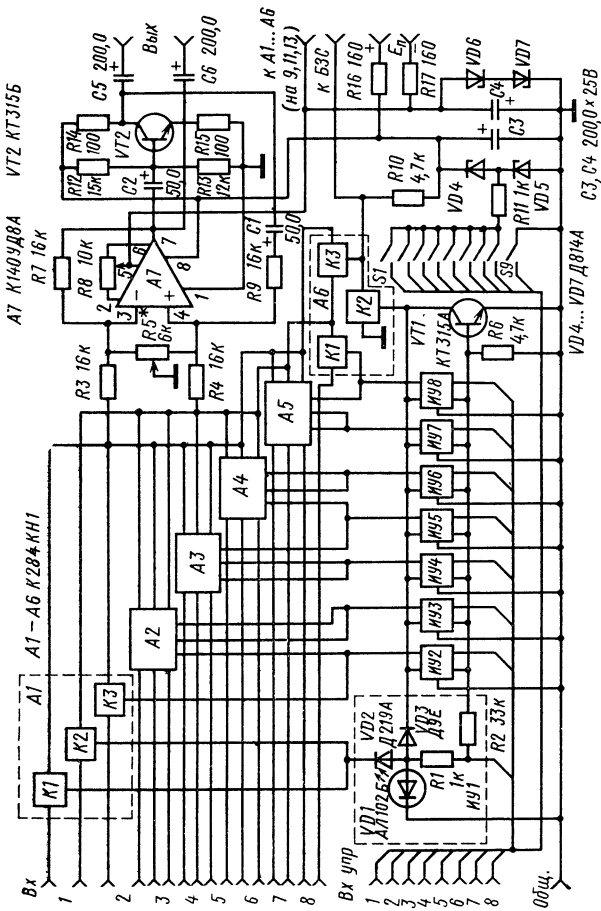
Рассмотрим электронный коммутатор звуковых сигналов, выполненный на ИС средней степени интеграции. Он предназначен для коммутации восьми симметричных входов на восемь симметричных выходов. Данный коммутатор имеет одноступенчатую структуру, что способствует достижению более высоких параметров качества, надежности и технологичности, так как число элементов, участвующих одновременно в процессе коммутации, уменьшено вдвое.

Структурная схема разработанного электронного коммутатора типа  $8 \times 8$  представлена на рис. 6.22. Устройство выполнено по блочному принципу и содержит восемь блоков электронной коммутации (БЭК) типа  $8 \times 1$ , блок входных буферных усилителей (БУ), блок звуковой сигнализации (БЗС) и блок питания (БП). Предусмотрена возможность ручного и дистанционного управления коммутацией. Устройство состоит из унифицированных узлов. При необходимости число входов и выходов можно увеличить в требуемое число раз. Большая часть БЭК может быть выполнена в виде БИС, исключая светодиоды и разделительные конденсаторы на выходе.

Принципиальная схема базового блока коммутации типа  $8 \times 1$  показана на рис. 6.23. В качестве коммутационных элементов  $A1—A6$  в устройстве применяются ИС типа К284КН1, каждая из которых содержит три Т-образных ключа со встроенными схемами управления. Симметричность выходов блоков коммутации обеспечивается с помощью дифференциальных буферных усилителей, которые по сравнению с трансформаторами более удобны с точки зрения технологии изготовления и обеспечивают лучшие технические показатели. Выходные дифференциальные буферные усилители выполнены на ИС типа К140УД8А (A7) и кремниевых биполярных транзисторах (VT2) типа КТ315Б. Это позволяет обеспечить низкоомный симметричный выход и в два раза сократить число операционных усилителей.

Управление блоком коммутации осуществляется от стандартных логических уровней +5 В и 0 В, поступающих на входы уп-





равления либо дистанционно, либо с помощью кнопочного переключателя  $S1—S9$ , расположенного на лицевой панели блока, от внутреннего блока питания.

Сигнал управления воздействует на один из узлов управления и индикации ( $IY1—IY8$ ). При этом включается визуальная сигнализация, осуществляемая с помощью светодиода  $VD1$  типа АЛ102Б, соответствующего номеру коммутируемой цепи. Для уменьшения помех переключения, наводок и нелинейных искажений в каждом узле коммутации используется по два ключа типа К284КН1, управляемых одновременно соответствующим узлом ИУ. Узлы ИУ используются также для включения узла запрета ошибочной коммутации, который имеется в каждом блоке, выполненного на кремниевом биполярном транзисторе  $VT1$  типа КИ315А и ключах  $K2, K3$  микросхемы  $A6$ .

Узел запрета предназначен для электронной блокировки устройства при попытке одновременной коммутации двух и более входов на один выход коммутатора. Кроме того, ключ  $K3$  служит для повышения переходного затухания и увеличения отношения сигнал-шум устройства в случае, когда все восемь ключей данного блока закрыты. Коммутатор снабжен и механической блокировкой неправильной коммутации, осуществляемой с помощью переключателя  $S1—S9$  с взаимной фиксацией кнопок. Двойная система запрета ошибочной коммутации способствует правильной работе коммутатора как в ручном, так и в автоматическом режимах. Каждый блок коммутации снабжен двухполярным параметрическим стабилизатором напряжения питания ( $VD4—VD7$ ).

Входные дифференциальные буферные усилители ( $ДБУ1—ДБУ8$ ) (рис. 6.22) выполнены аналогично выходным дифференциальным буферным усилителям в блоках коммутации (рис. 6.23).

Ввиду различных требований к нагрузочной способности усилителей емкость разделительных конденсаторов на выходе ДБУ уменьшена на порядок (20 мкФ). Блок входных буферных усилителей снабжен двухполярным параметрическим стабилизатором напряжения питания на двух стабилитронах типа Д815Е.

Питание электронного коммутатора осуществляется от унифицированного стабилизированного блока питания типа 591-97.

Коммутатор имеет следующие показатели: номинальный уровень сигнала +6 дБ; максимальный уровень сигнала +12 дБ; диапазон рабочих частот 30—15 000 Гц; неравномерность частотной характеристики в рабочем диапазоне частот  $\pm 0,2$  дБ (относительно номинального уровня +6 дБ); коэффициент гармоник при уровне +6 дБ и  $R_n=200$  Ом не превышает 0,2%; уровень внятной переходной помехи на частоте 1000 Гц не более —80 дБ; переходное затухание канала коммутации в закрытом состоянии во всем диапазоне рабочих частот не менее —76 дБ; входное сопротивление 10 кОм; выходное сопротивление не более 20 Ом; габаритные размеры 560×310×220 мм; масса 20 кг; потребляемая мощность не более 29 В·А.

Анализ технико-экономических показателей свидетельствует, что разработанный коммутатор удовлетворяет требованиям, которые предъявляются к современной аппаратуре коммутации, используемой в низкочастотных трактах связи и вещания.

## 6.8. МИКРОПРОЦЕССОРНЫЕ БИС И ЗАПОМИНАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА НА ОСНОВЕ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Полевые транзисторы являются перспективными элементами для аналоговых и цифровых БИС. Среди цифровых БИС наиболее перспективными являются универсальные перепрограммируемые БИС — микропроцессоры. До внедрения микропроцессоров реализация требуемой функции была всегда связана с разработкой специальной аппаратуры. При использовании микропроцессоров возможна реализация многих функций. Переход от одной функции к другой осуществляется сменой программ.

Таким образом, внедрение микропроцессоров позволяет перейти от проектирования электронной аппаратуры на ИС к программированию микропроцессоров с целью реализации требуемых функций.

Первые микропроцессоры, изготовленные в 1971 г., использовали *p*-канальные МДП-транзисторы. Время выполнения команд составляло 5—20 мкс, разрядность обрабатываемых чисел 4 бита, допустимая емкость памяти не превышала 4К байт. В последующих разработках микропроцессоров на основе *p*-канальных МДП-транзисторов улучшились отдельные показатели: разрядность до 16 бит, допустимая емкость памяти до 16К байт. В настоящее время выпускаются микропроцессорные комплекты с *p*-канальными МДП-транзисторами серии К536.

В 1973 г. были разработаны микропроцессоры на основе *n*-канальных МДП-транзисторов. Они превзошли микропроцессоры на базе *p*-канальных МДП-транзисторов по быстродействию и допустимой емкости памяти: время выполнения команд составляло 2—10 мкс, емкость памяти до 64К байт.

На базе *n*-канальных МДП-транзисторов были созданы однокристалльные микропроцессоры. Выпускаются микропроцессорные комплекты БИС на *n*-канальных МДП-транзисторах серий К580, К581.

В 1975 г. начат выпуск БИС для микропроцессорных комплектов на комплементарных МДП-структурах. Использование КМДП-структур позволило существенно улучшить показатели БИС по потребляемой мощности и помехоустойчивости, а также превзойти *p*- и *n*-канальные БИС по быстродействию. У серийно выпускаемых микропроцессорных БИС на основе КМДП-структур серий К587, К588, К589 время выполнения команд 1—2 мкс. Применение КМДП-структур позволяет создавать однокристалльные микро-ЭВМ. Выпускаются однокристалльные КМДП БИС серии К145, содержащие процессор с устройствами управления вводом с пульта управления и выводом информации на жидкокристалльные индика-

торы. На основе КМДП-структур разработаны ЦАП и АДП серии К572.

Как указывалось в § 1.7, МДП-транзисторы весьма перспективны для построения сверхбольших ИС (СБИС), которые позволяют реализовать память большой емкости. В настоящее время выпускаются оперативные и постоянные запоминающие устройства ИС серий К565, К519, К527, К558, К573 и блоков памяти (например, 15УЗПП4К×6-3 и 15УЗПП8К×16-1).

Возможности применения МДП-транзисторов в устройствах памяти рассматриваются ниже.

## ОПЕРАТИВНЫЕ ЗАПОМИНАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

В настоящее время освоен серийный выпуск оперативных (ОЗУ) и постоянных (ПЗУ) запоминающих устройств, представляющих собой БИС на МДП-транзисторах.

Структурная схема ОЗУ статического типа с организацией памяти 64 одноразрядных слов, с запоминающей матрицей и схемами управления на одном кристалле приведена на рис. 6.24. Схема ОЗУ включает следующие функциональные узлы:

запоминающая матрица из 64 триггерных ячеек памяти; каждая ячейка памяти через строчные адресные ключи, столбцовые адресные ключи, столбцовые и магистральные шины связана со схемами записи и считывания;

дешифратор адресных сигналов, состоящий из дешифраторов строк и столбцов. Дешифраторы подключают через адресные ключи запоминающую ячейку к магистральным шинам в соответствии с кодовой комбинацией на шести адресных выводах микросхемы. Дешифратор строк состоит из четырех адресных усилителей

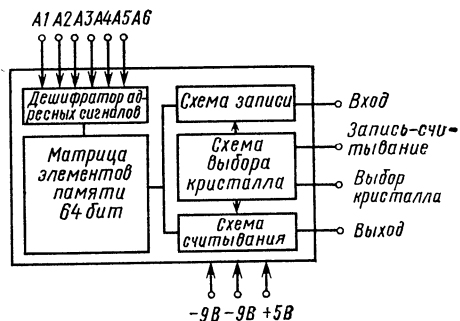


Рис. 6.24. Структурная схема ОЗУ типа К527РУ1

и 16 четырехвыходовых схем совпадения. Дешифратор столбцов состоит из двух инверторов и четырех двухвходовых схем совпадения;

схема записи для установки триггеров матрицы в состояние, определяемое кодом входного числа. Схема записи состоит из двух последовательно включенных двухвходовых схем совпадения, которые управляют четырьмя ключами. Запись в ячейку производится, когда на вывод «выбор кристалла» поступает сигнал выбора кристалла (логический «0»), а на вывод «запись — считывание» — сигнал записи (логическая «1»). Уровни 1 и 0 соответствуют уровням напряжений на управляющих входах;

схема считывания, предназначенная для вывода информации из микросхемы. Она состоит из двух последовательно соединенных

двухвходовых схем совпадения, которые управляют двумя мощными выходными ключами. Информация с запоминающей ячейки поступает на выход микросхемы, когда на выводе «выбор кристалла» имеется логический «0»;

схема выбора кристалла, предназначенная для разрешения обращения к схеме, т. е. считывание или запись в нее. Схема состоит из двух инверторов и схемы совпадения. В режиме считывания на выводе «выбор кристалла» имеется логический «0», схема выбора кристалла разблокирует схему считывания, а схема записи блокируется сигналом считывания. Когда к микросхеме нет обра-

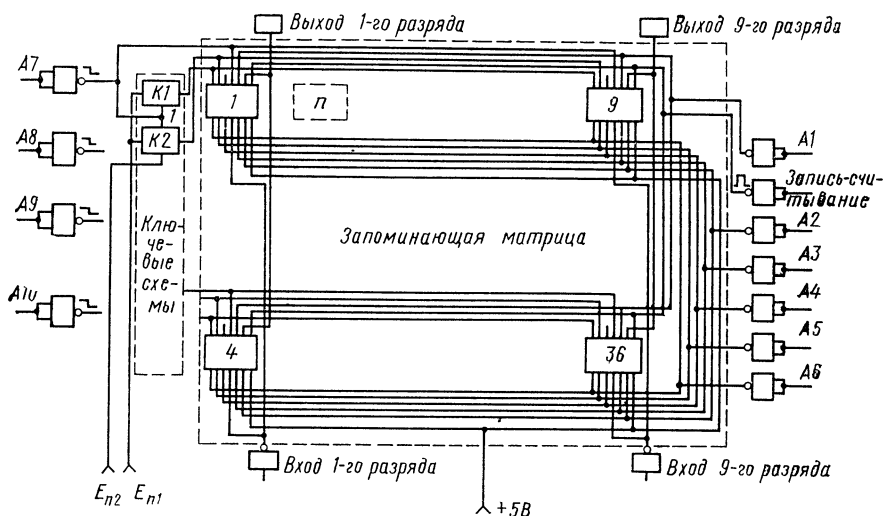


Рис. 6.25. Схема блока ОЗУ

щения, блокируется и схема записи и схема считывания, тогда на выходе «выбор кристалла» должна быть логическая «1». При этом информация не считывается и не записывается.

Простым объединением нескольких модулей можно организовывать крупные блоки памяти. Например, на рис. 6.25 показано, как при использовании 36 БИС типа К527РУ1 выполняется блок памяти на 256 девятиразрядных слов.

## ПОСТОЯННЫЕ ЗАПОМИНАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

В цифровых ЭВМ, системах сбора и обработки информации, системах автоматики и управления широкое применение находят ПЗУ на основе МНОП-структур, например, типа 519РЕ1 и 519РЕ2. Микросхема 519РЕ1 имеет информационную емкость 128 бит и организацию матрицы  $16 \times 8$ , микросхема 519РЕ2 имеет информационную емкость 256 бит и организацию матрицы  $64 \times 4$ .

Принцип построения ПЗУ рассмотрим на примере 519РЕ2 (рис. 6.26). Устройство представляет собой матрицу емкостью 256 бит

со встроенными транзисторами дешифратора, нагрузочными транзисторами и ключевыми схемами. Запись и считывание производится по четырехразрядным словам, стирание — по одной строке из 8 слов. Для электрической перезаписи в матрице ПЗУ использована специальная запоминающая ячейка, которая представляет собой МНОП-структуру. Принцип работы запоминающей ячейки основан на туннелировании зарядов с поверхности кремния через тонкий слой затворного диэлектрика  $\text{SiO}_2$  и захвата их ловушками на границе раздела диэлектриков  $\text{SiO}_2\text{—Si}_3\text{N}_4$  при приложении напряжения между затвором и подложкой. Знак захваченного заряда определяется полярностью записываемого напряжения относительно подложки. Если к затвору приложено положительное напряжение, то отрицательные заряды накапливаются на границе раздела  $\text{SiO}_2\text{—Si}_3\text{N}_4$  и сдвигают пороговое напряжение запоминающей ячейки в сторону положительных значений напряжения. При подаче отрицательного напряжения накапливается положительный заряд и сдвигает порог в сторону отрицательных значений напряжения. Конструкция ячейки такова, что пороговое напряжение в состоянии логического «0» составляет  $-2 \dots -3$  В и логической «1» составляет  $-9 \dots -15$  В при подаче на затвор  $+48$  и  $-48$  В соответственно.

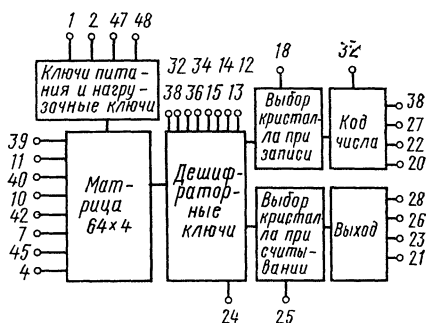


Рис 6.26. Структурная схема ПЗУ типа 519РЕ2

В начале работы  $p$ -канальные ячейки памяти приводятся в состояние логического «0» подачей импульса напряжения стирания  $U_{\text{стир}}$  положительной полярности длительностью  $t_{\text{и}} \geq 2$  мкс. Запись состояния логической «1» обеспечивается подачей на затвор запоминающей ячейки напряжения записи ( $U_{\text{зап}}$ ). Для сохранения ранее записанного состояния логического «0» при подаче на затвор запоминающей ячейки напряжения  $U_{\text{зап}}$  используется принцип экранирования диэлектрика под затвором от подложки. Для этого на сток ПТ подается напряжение блокировки ( $U_{\text{зап}} - U_0$ ), а исток изолируется от подложки. Существующий канал принимает потенциал стока, и напряжение, приложенное к диэлектрику под затвором, не превышает  $U_0 = 5 \dots 8$  В. Этого напряжения недостаточно для изменения состояния элемента на время записи.

Каждая ячейка ПЗУ работает в четырех режимах: стирание, запись, считывание и хранение информации.

Схема ПЗУ (рис. 6.27) включает:

матрицу, содержащую 256 ячеек памяти (ЯП1 — ЯП256) для хранения информации (матрица имеет 8 выводов затворов 1...8, осуществляющих дешифрацию ячеек по строкам и 32 выхода по истокам),

дешифраторные ключи (VT38—VT69) с 8 входами, служащими для выбора необходимых ячеек по столбцам, причем каждый вход осуществляет одновременный выбор четырех разрядов слова;

ключи выбора кристалла при записи на транзисторах VT4, на затворы которых поступает сигнал разрешения записи в этом кристалле. Необходимость в этих ключах связана с требованием наращивания емкости памяти из однотипных базовых кристаллов. Выбор нужного кристалла осуществляется внешними логическими схемами;

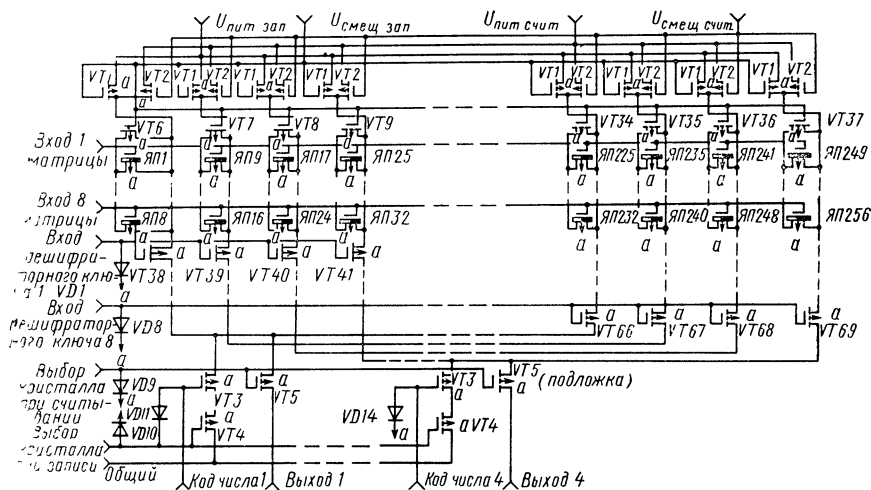


Рис. 6.27. Принципиальная схема ПЗУ

ключи выбора кристалла при считывании на транзисторах VT5, являющиеся выходными ключами, через которые осуществляется вывод информации на магистральные шины ПЗУ. Они предназначены также для расширения объема ПЗУ из однотипных кристаллов;

транзисторы «код числа» VT3, используемые в качестве информационных входов, задающих код, вводимый в 4 разряда каждого слова в режиме записи;

нагрузочные транзисторы VT1, осуществляющие подачу напряжения питания записи ( $U_{пит\ зап}$ ) на стоковые шины запоминающих ячеек в режиме записи;

ключевые транзисторы VT2, осуществляющие в режиме считывания подачу напряжения питания считывания ( $U_{пит\ счит}$ ) на стоковые шины матрицы;

транзисторы VT6, VT37, закорачивающие в режиме записи стоки и истоки транзисторов в матрице.

Объединение однотипных модулей позволяет организовать блоки постоянной памяти необходимой емкости.

Для построения памяти большей емкости перспективными являются ИС с ультрафиолетовым стиранием информации (например, серии К573), а также СБИС на основе приборов с зарядовой связью.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. ГОСТ 15133—77. Приборы полупроводниковые. Термины и определения.
2. ГОСТ 19095—73. Транзисторы полевые. Электрические параметры. Термины, определения и буквенные обозначения.
3. Игнатов А. Н. Исследование некоторых режимов и способов использования полевых транзисторов: Канд. дис./МЭИС. — М., 1973.
4. Игнатов А. Н. Полевые транзисторы и их применение в технике связи. — М.: Связь, 1979. — 192 с.
5. Севин Л. Д. Полевые транзисторы: Пер. с англ./Под ред. Е. З. Мазеля. — М.: Сов. радио, 1967. — 181 с.
6. Кроуфорд Р. Г. Схемные применения МОП-транзисторов: Пер. с англ./Под ред. М. С. Сониной. — М.: Мир, 1970. — 191 с.
7. Ричман П. Физические основы полевых транзисторов с изолированным затвором: Пер. с англ./Под ред. Г. Г. Смолко. — М.: Сов. радио, 1971. — 142 с.
8. Кобболд Р. Теория и применение полевых транзисторов: Пер. с англ./Пер. В. В. Макарова. — Л.: Энергия, 1975. — 304 с.
9. Полевые транзисторы. Физика, технология и применения: Пер. с англ./Под ред. С. А. Майорова. — М.: Сов. радио, 1971. — 374 с.
10. Малин Б. В., Сонин М. С. Параметры и свойства полевых транзисторов. — М.: Энергия, 1967. — 112 с.
11. Бочаров Л. Н. Полевые транзисторы. — М.: Энергия, 1976. — 80 с.
12. Петухов В. М., Таптыгин В. И., Хрулев А. К. Транзисторы полевые. — М.: Сов. радио, 1978. — 65 с.
13. Игумнов Д. В., Громов И. С. Эксплуатационные параметры и особенности применения полевых транзисторов. — М.: Радио и связь, 1981. — 64 с.
14. Шишков А. Полевые Транзисторы. — София: Техника, 1978. — 186 с.
15. Савельев В. С. Генераторы на транзисторах СВЧ диапазона. — М., 1981. — 45 с. (Обзоры по электронной технике. Сер. Электроника СВЧ/ЦНИИ «Электроника», вып. 3.)
16. Eastman L. Microwave semiconductor devices: State-of-the-art and limiting effects. — In: Intern. Electron. Devices Meet. Washington, 1978, p. 364.
17. Frey J., Wada T., Faricelli J. Fundamental material properties and substrate technology: Effects on achievable performance by compound semiconductor FETs. — In: Intern. Electron. Devices Meet. Washington, 1978, p. 144.
18. Лементуева Н. В., Пыхтунова А. И. Мощные полевые транзисторы с  $p-n$ -переходом. — М., 1978. — 84 с. (Обзоры по электронной технике. Сер. 2. Полупроводниковые приборы/ЦНИИ «Электроника», вып. 7.)
19. Данилин В. Н. Современный уровень и перспективы развития разработок полевых транзисторов на арсениде галлия. Ч. 1. Маломощные полевые транзисторы на арсениде галлия. — М., 1979. — 68 с. (Обзоры по электронной технике. Сер. 2. Полупроводниковые приборы/ЦНИИ «Электроника», вып. 7.)
20. Данилин В. Н. Современный уровень и перспективы развития разработок полевых транзисторов на арсениде галлия. Ч. 2. Мощные полевые транзисторы на арсениде галлия. — М., 1979. — 37 с. (Обзоры по электронной технике. Сер. 2. Полупроводниковые приборы/ЦНИИ «Электроника», вып. 8.)
21. Гритченко В. Н., Курочкин В. А., Пресс Ф. П. Полупроводниковые приборы и интегральные микросхемы. — Итоги науки и техники. Сер. Электроника. — М., ВИНТИ, 1982, т. 14, с. 3—75.
22. Степанов Н. П. Новости зарубежной электроники. — Электронная промышленность, 1980, № 1, с. 57—64.



23. Козинцева Л. П. Усилители на полевых транзисторах. — М.: Связь, 1975. — 95 с.
24. Каскады радиоприемников на полевых транзисторах/Под ред. Н. Г. Петрова. — М.: Энергия, 1974. — 193 с.
25. Гозлинг В. Применение полевых транзисторов: Пер. с англ./Под ред. В. Н. Семенова и др. — М.: Энергия, 1970. — 160 с.
26. Галкин В. Н. Полевые транзисторы в чувствительных усилителях. — Л.: Энергия, 1974. — 144 с.
27. Усилители с полевыми транзисторами/В. М. Немчинов, В. Г. Никитаев, М. А. Ожогин, В. В. Ляхович. — М.: Сов. радио, 1980. — 191 с.
28. Милсхин А. Г. Радиотехнические схемы на полевых транзисторах. — М.: Энергия, 1976. — 144 с.
29. Алексенко А. Г., Коломбет Е. А., Стародуб Г. И. Применение прецизионных аналоговых ИС. — М.: Сов. радио, 1980. — 244 с.
30. Игнатов А. Н. Некоторые возможности применения интегральных схем на полевых транзисторах в технике связи. — М., ЦНИИ «Электроника», 1973. — 54 с. (Обзоры по электронной технике. Сер. Полупроводниковые приборы, вып. 11.)
31. Игнатов А. Н. Применение интегральных схем с полевыми транзисторами в радиовещательной аппаратуре. — Реферативная информация. Радиовещание/ВНИИТР. — М., 1974, вып. 2 (9), с. 10—11.
32. Новые приборы. Полевые транзисторы, гибридные интегральные схемы: Технический каталог/ЦНИИ «Электроника». — М., 1974. — 152 с.
33. Интегральные схемы на МДП-приборах: Пер. с англ./Под ред. А. Н. Кармазинского. — М.: Мир, 1975. — 527 с.
34. Валиев К. А., Кармазинский А. Н., Королев М. А. Цифровые интегральные схемы на МДП-транзисторах/Под ред. К. А. Валиева. — М.: Сов. радио, 1971. — 384 с.
35. Мелен Р., Гарланд Г. Интегральные микросхемы с КМОП-структурами. — М.: Энергия, 1979. — 160 с.
36. Алексенко А. Г., Шагури И. И. Микросхемотехника. — М.: Радио и связь, 1982 — 416 с.
37. Nonjo K., Takovama Y. A25-W 6-GHz GaAs FET amplifier for a microwave landing system. — IEEE Trans., 1981, v. MTT-29, N 6, p. 1, p. 579—582.
38. Sudiki Y., Fukuda S. Haga I. A 11-GHz 140X low noise Ga-ArFET amplifiere. — MTT-s IEEE Microwave Symp, 1980, 370—372.
39. Sone J., Takayama Y. A K-baht I Watt Ga-ArFET amlifere. — MTT-s, Microwave Symps, 1980, p. 180—182.
40. Moghe S. B., Tsai W. S. S-Watt 8-GHz MESFET amlifire directly replaces TV tube amplifiere. — Microwave System News, 1981, v. 11, N 2, p. 79—85.
41. Транзисторы для аппаратуры широкого применения. Справочник/К. М. Брежнева, Е. И. Гатман, Т. И. Давыдова и др. Под ред. В. Л. Перельмана. — М.: Радио и связь, 1981. — 656 с.
42. Интегральные микросхемы. Технический каталог/ЦНИИ «Электроника». — М., 1979. — 70 с.
43. Аналоговые и цифровые интегральные схемы/Под ред. С. В. Якубовского. — М.: Сов. радио, 1979. — 336 с.
44. Справочник по интегральным микросхемам/Под ред. Б. В. Тарабрина. — М.: Энергия, 1981 — 816 с.
45. Аналоговые интегральные микросхемы: Справочник/Под ред. М. А. Бедрековского. — М. Радио и связь, 1981. — 160 с
46. Потапчук В. Б. Сравнение коммутационных характеристик мощных полупроводниковых приборов. — Электроника. Сер. Преобразовательная техника/ВНИИТЭИЭ — М., 1983, вып. 2, с. 4—10.
47. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. — М.: Энергия, 1977. — 672 с.
48. Дулин В. Н. Электронные приборы: Учебник для вузов. — М.: Энергия, 1977. — 424 с.
49. Батушев В. А. Электронные приборы: Учебник для вузов. — М.: Высшая школа, 1980. — 383 с.

50. Гусев В. Г., Гусев Ю. М. Электроника: Учебник для вузов. — М.: Высшая школа, 1982. — 495 с.
51. Бачурин В. В., Дьяконов В. П., Сопов О. В. Мощные высокочастотные и сверхвысокочастотные МДП-транзисторы. — Электронная промышленность, 1979, № 5, с. 5—8.
52. Бачурин В. В., Дьяконов В. П. Мощные МДП-транзисторы в усилителях мощности звуковых и ультразвуковых частот. — Электросвязь, 1980, № 8, с. 52—54.
53. Бачурин В. В., Бычков С. С., Дьяконов В. П., Прушинский А. К. Мощный кремниевый сверхвысокочастотный МДП-транзистор КП908. — Электронная промышленность, 1980, № 1, с. 44—46.
54. Фишер В. Эквивалентная схема и коэффициент усиления полевых МОП-транзисторов. — Зарубежная электроника, 1967, № 4, с. 99—109.
55. Назарьян А. Р., Руденко А. А., Авдеев Е. В., Баталов Б. В. Подсистема автоматизированного проектирования элементов интегральных микросхем. — Электронная промышленность, 1979, № 4, с. 12—15.
56. Полковский И. М., Рудберг Ю. Е. Оценка эффективности коммутационных элементов. — Электросвязь, 1977, № 9, с. 59—60.
57. Полковский И. М., Стыцко В. П., Рудберг Ю. Е. Схемотехника микроэлектронной аппаратуры. — М.: Радио и связь, 1981. — 320 с.
58. Зелигер А. Н. Критерии оценки качества систем связи. — М.: Связь, 1974. — 40 с.
59. Верхопятницкий П. Д., Латинский В. С., Ханин П. К. Эффективность миниатюризации судовой радиоэлектронной аппаратуры. — Л.: Судостроение, 1975. — 304 с.
60. Игнатов А. Н., Игнатова А. С. Выбор оптимальных технических решений с помощью ЭВМ. — Реферативная информация. Радиовещание/ВНИИТР. — М., 1981, вып. 4 (47).
61. Игнатов А. Н., Игнатова А. С. Машинный анализ и синтез устройств и систем радиовещания. — Реферативная информация. Радиовещание/ВНИИТР. — М., 1980, вып. 2 (39), с. 5—6.
62. Игнатов А. Н., Игнатова А. С. Расчет устройств и систем радиовещания на ЭВМ методом Монте-Карло. — Реферативная информация. Радиовещание/ВНИИТР. — М., 1979, вып. 2 (27).
63. Игнатов А. Н., Игнатова А. С. Расчет электронных регуляторов усиления и авторегулирования уровня с помощью ЭВМ. — Реферативная информация. Радиовещание/ВНИИТР. — М., 1977, вып. 2 (21), с. 3—4.
64. Shokley W. A unipolar field-effect transistor. — Proc. IRE, 1952, v. 40, November, p. 1365—1376.
65. Wegener H. A. R. The cylindrical field-effect transistor. — IRE, Trans, 1959, v. ED-6, October, p. 442—449.
66. Попов В. Н. Формальная аппроксимация вольт-амперных характеристик полевых транзисторов. — Радиотехника и электроника, 1966, т. 11, № 11, с. 2628.
67. Игнатов А. Н., Рянский А. И. Анализ нелинейных свойств полевых транзисторов в области, близкой к отсечке. — Радиотехника, 1980, т. 35, № 9, с. 36—38.
68. Игнатов А. Н. Полевые транзисторы как элементы с регулируемым коэффициентом передачи. — Радиотехника, 1973, т. 28, № 10, с. 70—77.
69. Игнатов А. Н., Игнатова А. С. Анализ характеристик полевых транзисторов в режиме управляемого сопротивления. — Реферативная информация. Радиовещание/ВНИИТР. — М., 1982, вып. 1 (50), с. 8—9.
70. Никонов А. В., Игнатов А. Н. Способы использования полевых транзисторов в авторегуляторах уровня. — Труды ВНИИТР, 1973, вып. 23, с. 160—161.
71. Игнатов А. Н., Шестопалов И. А. Расчет авторегуляторов на интегральных схемах. — В кн.: Автоматическое управление в горном деле. — Новосибирск: Наука, 1977, с. 47—52.
72. Аркадьева Г. Д., Игнатов А. Н. Полевые транзисторы в системах АРУ транзисторных радиоприемников. — Радиотехника, 1977, т. 32, № 1, с. 102—105.

73. Мартюхин К. В., Игнатов А. Н. Некоторые возможности улучшения характеристик компандерных систем. — Реферативная информация. Радиовещание/ВНИИТР. — М., 1975, вып. 1, с. 8.
74. Игнатов А. Н. Применение полевых транзисторов в генераторах. — Радиотехника, 1972, т. 27, № 4, с. 102—109.
75. Игнатов А. Н. Применение полевых транзисторов типа КП103 в аппаратуре связи/Под ред. В. Г. Колкова. — Новосибирск: Наука, 1971, — 31 с.
76. А.с. 319045 (СССР). Управляемый аттенуатор/Крислов Ю. Ф. — Оpubл. в Б.И., 1971, № 10.
77. Криксунов В. Г. Реостатно-емкостные генераторы синусоидальных колебаний. — Киев: Гостехиздат УССР, 1958. — 206 с.
78. Бахтиаров Г. Д., Дикий С. Л. Аналоговые ключи. — Зарубежная радиотехника, 1976, № 8, с. 81—89.
79. Балакай В. Г., Крюк И. П., Лукьянов Л. М. Интегральные схемы аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразователей. — М.: Энергия, 1978. — 256 с.
80. Бахтиаров Г. Д., Калинин В. В., Школин В. П. Аналого-цифровые преобразователи. — М.: Сов. радио, 1980. — 278 с.
81. Микропроцессорные БИС и микро-ЭВМ. Построение и применение/Под ред. А. А. Васенкова. — М.: Сов. радио, 1980. — 280 с.
82. Микропроцессорные комплекты интегральных схем/Под ред. А. А. Васенкова, В. А. Шахрова. — М.: Радио и связь, 1982. — 192 с.
83. Важенина З. П., Пудриков Э. В. Транзисторные генераторы импульсов миллисекундного диапазона. — М.: Сов. радио, 1974. — 118 с.
84. ГОСТ 11515—75. Каналы и тракты звукового вещания. Классы. Основные параметры качества.
85. Игнатов А. Н., Мартюхин К. В., Никифоров В. В. Электронные коммутаторы аналоговых сигналов. — Радиотехника, 1980, т. 35, № 1, с. 79—82.
86. Игнатов А. Н., Мартюхин К. В., Никифоров В. В. Об использовании полевых транзисторов в коммутаторах радиовещательных сигналов. — Реферативная информация. Радиовещание/ВНИИТР. — М., 1975, вып. 1 (12), с. 9—10.
87. Игнатов А. Н., Мартюхин К. В., Никифоров В. В. Некоторые вопросы построения высококачественных студийных, электронных коммутаторов аналоговых сигналов. — В кн.: Материалы 1-го Всесоюз. симп. «Нелинейные искажения в приемно-усилительных устройствах». — Минск, 1977.
88. Игнатов А. Н., Мартюхин К. В., Никифоров В. В. О разработке электронных коммутаторов для радиовещательной системы. — Реферативная информация. Радиовещание/ВНИИТР. — М., 1976, вып. 1 (14), с. 7.
89. Игнатов А. Н., Кучер Л. В., Мартюхин К. В. Студийный электронный коммутатор монофонических и стереофонических каналов. — Реферативная информация. Радиовещание/ВНИИТР. — М., 1978, вып. 1 (26), с. 5—6.
90. Игнатов А. Н., Мартюхин К. В. Высококачественные электронные ключи аналоговых сигналов. — Радиотехника, 1980, т. 35, № 4, с. 79—81.
91. А.с. 587622 (СССР). Ключ/Игнатов А. Н., Никифоров В. В., Мартюхин К. В. — Оpubл. в Б.И., 1978, № 1.
92. Игнатов А. Н., Шестопалов И. А. Применение ионисторов в устройствах связи. — В кн.: Автоматическое управление в горном деле. — Новосибирск: Наука, 1977, с. 53—58.
93. Игнатов А. Н., Мартюхин К. В. Электронный коммутатор звуковых сигналов на интегральных схемах. — Электросвязь, 1980, № 8, с. 50—51.
94. Гольдман С. Гармонический анализ, модуляция и шумов: Пер. с англ./Под ред. Г. С. Горемика. — М.: ИЛ, 1951. — 409 с.
95. Эванс Л., Пуллен К. Ограничение, свойственное полевым транзистором. — ТИИЭР, 1966, т. 54, № 1, с. 93.
96. Baxandall P. J. Noise in transistor circuits. 1. Mainly on fundamental noise concepts. — Wireless World, 1968, N 11, p. 338—392.
97. Baxandall P. J. Noise in transistor circuits. 2. Noise figure. Negative feedback. Measurements. — Wireless World, 1968, N 12, p. 454—459.
98. Са К. Теория генерации НЧ шумов в полевых транзисторах с плоским затвором. — ТИИЭР, 1964, т. 52, № 7, с. 849—869.

99. Ван дер Зил. Тепловые шумы в полевых транзисторах. — ТИИЭР, 1962, т. 50, № 8, с. 1848—1853.
100. Ван дер Зил. Шумы затвора полевых транзисторов на относительно высоких частотах. — ТИИЭР, 1963, т. 51, № 3, с. 490—496.
101. Карпов Ю. С. О причине возникновения избыточного шума в полевых транзисторах с изолированным затвором. — Радиотехника и электроника, 1969, т. 14, № 4, с. 742—743.
102. Мощные полевые транзисторы с МОП-структурой — перспективные конкуренты мощных биполярных приборов. — Электроника, 1978, т. 51, № 13, с. 23—38.
103. Кун Рэтл. Новая МОП структура, значительно повышающая мощность ПТ. — Электроника, 1976, т. 52, № 13.
104. Калихман С. Г., Левин Я. М. Основы теории и расчета радиовещательных приемников на полупроводниковых приборах. — М.: Связь, 1969. — 479 с.
105. Маклюков М. И. Инженерный синтез активных RC-фильтров низких и инфранизких частот. — М.: Энергия, 1971. — 184 с.
106. Корноухов Б. В. Корректирующие цепи усилителей звуковой частоты. — Киев: Техника, 1965. — 265 с.
107. Игнатов А. Н. Анализ нелинейных и шумовых свойств полевых транзисторов. — В кн.: Труды 2-го Всесоюз. симп. — Минск, 1980.
108. Игнатов А. Н., Шмалей Г. А. К вопросу об использовании полевых транзисторов для усилителей микрофонов специального назначения. — Реферативная информация. Радиовещание/ВНИИТР. — М., 1972, вып. 1, с. 7—8.
109. Игнатов А. Н., Серова Г. А. Малшумящий микрофонный усилитель. — Электросвязь, 1974, № 2, с. 48—49.
110. Игнатов А. Н., Кучер Л. В., Мартюхин К. В. Активные фильтры для измерителей шумов и помех в трактах звукового вещания. — Реферативная информация. Радиовещание/ВНИИТР. — М., 1981, вып. 4 (47), с. 10—11.
111. Игнатов А. Н., Мартюхин К. В., Федоров Ю. Н. Разработка унифицированных блоков для измерителей шумов в звуковых трактах. Реферативная информация. Радиовещание/ВНИИТР. — М., 1982, вып. 1 (50), с. 9—10.
112. Кобболд, Трофименков. Полевой транзистор со смещением перехода затвор—канал в прямом направлении. — ТИИЭР, 1964, № 9, с. 1153—1154.
113. Шварц Б. А. Двусторонняя беспроводная индуктивная связь внутри прединформационных систем. — М.: Связь, 1971. — 159 с.
114. Гречинский Д. А., Рыгалин В. Г. Магнитоиндуктивные установки оперативной связи. — М.: Связь, 1970. — 72 с.
115. Игнатов А. Н. Способ использования полевых транзисторов. — Радиотехника, 1974, т. 29, № 10, с. 69—70.
116. А. с. 316202 (СССР). Устройство избирательного вызова/Игнатов А. Н., Косолапов Г. И. — Оpubл. в Б. И., 1971, № 29.
117. А. с. 490031 (СССР). Вольтметр/Игнатов А. Н. — Оpubл. в Б. И., 1975, № 40.
118. А. с. 660116 (СССР). Реле времени/Игнатов А. Н. — Оpubл. в Б. И., 1979, № 16.
119. Игнатов А. Н., Мартюхин К. В., Никифоров В. В. Блоки контроля уровней для автоматизированных систем звукового вещания. — Электросвязь, 1978, № 8, с. 6—9.
120. Игнатов А. Н., Кучер Л. В., Мартюхин К. В. Устройство автоматического контроля шумов на интегральных схемах. — Реферативная информация. Радиовещание/ВНИИТР. — М., 1978, вып. 1 (26), с. 6—7.
121. Игнатов А. Н., Кучер Л. В., Мартюхин К. В. О разработке комплекса аппаратуры для измерения шумов в трактах формирования радиовещательных программ. — Реферативная информация. Радиовещание/ВНИИТР. — М., 1980, вып. 2 (39), с. 2—3.
122. Игнатов А. Н., Кучер Л. В., Мартюхин К. В. Применение интегральных схем в аппаратуре автоматического контроля и измерений уровней. — Радиотехника, 1981, т. 36, № 9, с. 82—84.

# ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие . . . . .	3
Глава 1. Общие сведения о полевых транзисторах . . . . .	5
1.1. Классификация транзисторов . . . . .	5
1.2. Терминология и обозначения транзисторов . . . . .	5
1.3. Типы и структуры транзисторов . . . . .	6
1.4. Характеристики транзисторов . . . . .	14
1.5. Модели и параметры транзисторов . . . . .	19
1.6. Особенности технологии производства транзисторов . . . . .	22
1.7. Перспективы производства полевых транзисторов и изделий на их основе . . . . .	24
1.8. Выбор перспективных типов полевых транзисторов и изделий на их основе . . . . .	26
1.9. Вероятностный расчет характеристик устройств с полевыми транзисторами методом Монте-Карло . . . . .	32
Глава 2. Теория и применение полевых транзисторов как элементов с регулируемым коэффициентом передачи . . . . .	35
2.1. Основы теории полевых транзисторов как регулируемых элементов . . . . .	35
Методы регулировки коэффициента передачи устройств с помощью полевых транзисторов . . . . .	35
Регулировка коэффициента передачи изменением крутизны полевых транзисторов в области усиления . . . . .	36
Регулировка коэффициента передачи изменением проводимости канала в омической области характеристик . . . . .	41
Взаимосвязь параметров транзисторов . . . . .	46
Диапазон регулирования крутизны и проводимости транзисторов . . . . .	47
Синтез регулировочных характеристик транзисторов . . . . .	47
Анализ нелинейных свойств ПТ в режиме управляемого сопротивления . . . . .	51
2.2. Расчет электронных регуляторов усиления . . . . .	54
2.3. Применение электронных регуляторов . . . . .	59
Регуляторы усиления частотно-избирательных усилителей . . . . .	59
Широкополосный усилитель с электронной регулировкой усиления . . . . .	61
2.4. Фазовый детектор на МДП-транзисторе . . . . .	62
2.5. Амплитудные, частотные и балансные модуляторы на полевых транзисторах . . . . .	63
2.6. Автогенератор с частотной модуляцией . . . . .	67
2.7. Расчет усилителя с АРУ . . . . .	70
2.8. Применение авторегуляторов . . . . .	73
Расширитель динамического диапазона уровней сигналов . . . . .	73
Устройство шумоподавления . . . . .	74
Портативный приемник с высокoeffективной АРУ . . . . .	76
Глава 3. Свойства и применение полевых транзисторов в ключевом режиме . . . . .	79
3.1. Свойства транзисторов в ключевых схемах . . . . .	79
Общие сведения . . . . .	79
Параметры транзисторов в ключевом режиме . . . . .	80
3.2. Особенности работы транзисторов в ключевых схемах аналоговых сигналов . . . . .	82
3.3. Особенности работы транзисторов в ключевых схемах цифровых сигналов . . . . .	86

3.4. Ключи радиовещательных сигналов . . . . .	88
3.5. Высококачественные электронные ключи аналоговых сигналов . . . . .	91
3.6. Электронные коммутаторы аналоговых сигналов . . . . .	95
3.7. Электронный коммутатор для системы передачи телеметрической информации . . . . .	98
3.8. Коммутаторы мощности на полевых транзисторах . . . . .	99
<b>Глава 4. Теория и применение полевых транзисторов в режиме усиления</b> . . . . .	<b>102</b>
4.1. Анализ нелинейных свойств транзисторов . . . . .	102
4.2. Оценка нелинейности характеристик передачи транзисторов . . . . .	107
4.3. Опредeление шумовых параметров транзисторов . . . . .	111
4.4. Сравнение активных элементов по уровню собственных шумов . . . . .	115
4.5. Оптимизация параметров усилительных каскадов . . . . .	119
4.6. Области применения полевых транзисторов в режиме усиления	123
Усилители с высоким входным сопротивлением . . . . .	123
Малошумящие усилители . . . . .	126
Активные фильтры . . . . .	130
Частотно-избирательные усилители . . . . .	132
Генераторы тока . . . . .	134
Усилители мощности . . . . .	137
СВЧ устройства . . . . .	142
<b>Глава 5. Теория и применение полевых транзисторов в режиме с прямыми токами затвора</b> . . . . .	<b>147</b>
5.1. Особенности работы транзисторов в режиме с прямыми токами затвора . . . . .	147
5.2. Теория затворного детектора . . . . .	149
5.3. Анализ свойств транзисторов в комбинированном режиме . . . . .	154
5.4. Методика расчета каскада с полевыми транзисторами в комбинированном режиме . . . . .	159
5.5. Способы использования транзисторов в комбинированном режиме . . . . .	160
5.6. Преобразователи длительности импульсов . . . . .	162
5.7. Электронное реле времени, пригодное для интегрального исполнения . . . . .	164
5.8. Устройство избирательного вызова . . . . .	165
5.9. Приемник многочастотного избирательного вызова . . . . .	167
5.10. Устройство контроля параметров . . . . .	170
5.11. Двухполупериодные выпрямители на полевых транзисторах . . . . .	172
5.12. Вольтметры в режиме с прямыми токами затвора . . . . .	174
<b>Глава 6. Применение интегральных микросхем с полевыми транзисторами в технике связи</b> . . . . .	<b>176</b>
6.1. Корректоры частотных характеристик . . . . .	176
6.2. Микрофонные усилители . . . . .	179
6.3. RC-генераторы . . . . .	184
6.4. Операционные усилители . . . . .	187
6.5. Авторегуляторы усиления . . . . .	190
6.6. Устройства контроля и измерения уровней . . . . .	193
6.7. Аналоговые ключи . . . . .	200
6.8. Микропроцессорные БИС и запоминающие устройства на основе полевых транзисторов . . . . .	206
<b>Список литературы</b> . . . . .	<b>211</b>