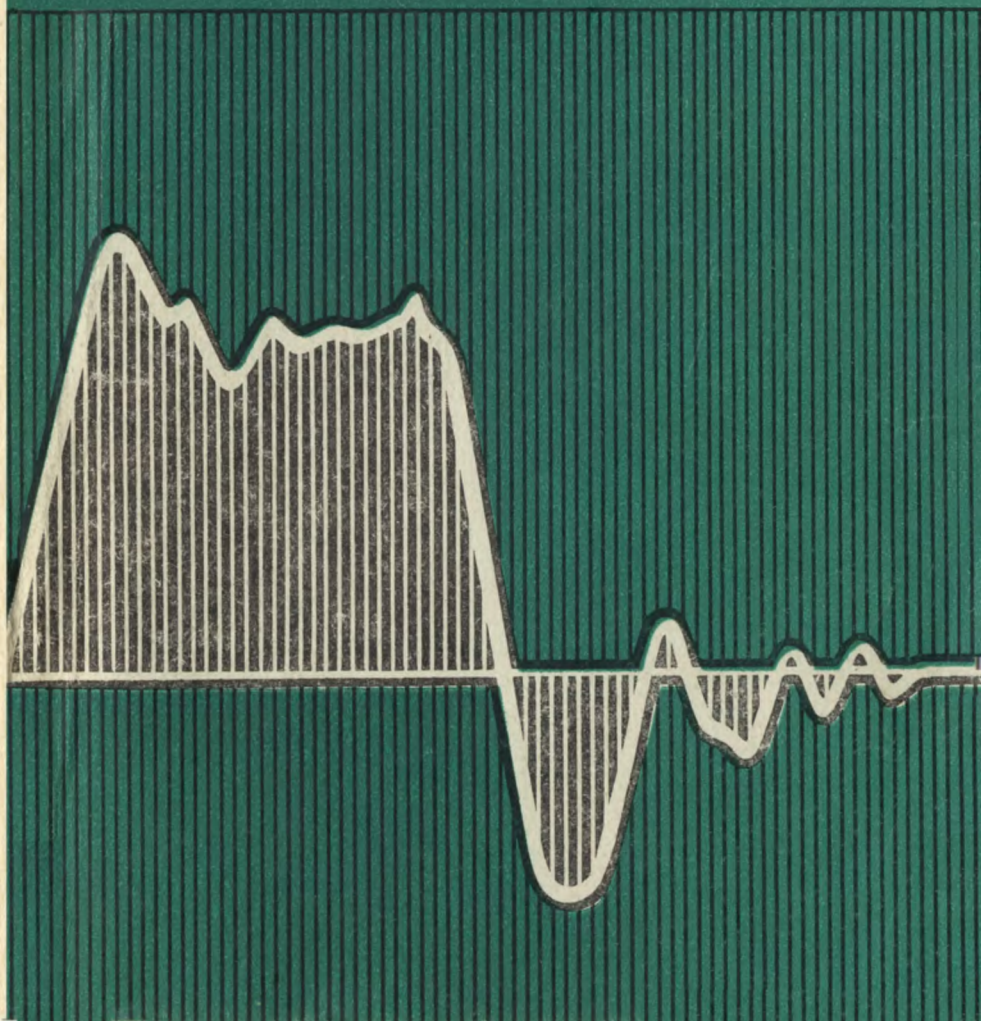


Усилители с полевыми транзисторами

# Усилители с полевыми транзисторами



# Усилители с полевыми транзисторами

---

Под редакцией  
профессора  
И. П. Степаненко



Москва  
«Советское радио»  
1980



ББК 32.846.2

У74

УДК 621.382.323

**Усилители с полевыми транзисторами/ В. М. Немчинов, В. Г. Никитаев, М. А. Ожогин, В. В. Ляхович; Под ред. И. П. Степаненко. — М.: Сов. радио, 1980. — 192 с., ил.**

Рассмотрены основные свойства, вольт-амперные характеристики и параметры полевых транзисторов с затвором в виде  $p-n$ -перехода и со структурой металл—диэлектрик—полупроводник (МДП-транзисторы).

Анализируются типовые и комбинированные, использующие сочетание полевого и биполярного транзисторов, каскады усилителей, их параметры и характеристики в стационарном и переходном режимах. Много внимания уделено вопросам температурного дрейфа и его компенсации, стабильности работы транзисторов и усилителей. Рассмотрены примеры применения обратной связи в этих каскадах и описаны интегральные операционные усилители. Даны рекомендации по проектированию усилителей с полевыми транзисторами, приведены практические схемы усилителей и инженерные расчетные формулы.

Книга предназначена для инженеров, связанных с разработкой радиоэлектронной аппаратуры, а также будет полезна аспирантам и студентам радиотехнических специальностей вузов.

29 табл., 102 рис., библи. 144 назв.

**В. М. Немчинов, В. Г. Никитаев, М. А. Ожогин, В. В. Ляхович**

*Редакция литературы по электронной технике*

У  $\frac{30407-018}{046(01)-80}$  38—80 2403000000

© Издательство «Советское радио», 1980

Полевые (униполярные) транзисторы с  $p-n$ -переходом затвора появились в 1952 г. почти одновременно с биполярными. Десять лет спустя была разработана другая разновидность униполярных транзисторов со структурой металл — диэлектрик — полупроводник, которые сначала называли полевыми транзисторами с изолированным затвором, а сейчас — МДП-транзисторами.

По ряду причин практическое внедрение униполярных (полевых) транзисторов обоих типов существенно отстало от внедрения биполярных транзисторов, занявших в начале 60-х годов ведущее место как в дискретной электронной аппаратуре, так и в появившихся уже тогда интегральных микросхемах. Главными причинами, задержавшими широкое применение униполярных транзисторов, были сравнительно низкие рабочие частоты и сравнительно высокие рабочие напряжения (у обоих типов); кроме того, МДП-транзисторам на первом этапе их развития были свойственны большая нестабильность характеристик и высокий уровень собственных шумов. В основе перечисленных недостатков лежало прежде всего несовершенство технологии. Поэтому в конце 60-х — начале 70-х годов, когда были отработаны метод самосовмещенных затворов, ионная имплантация, а также  $n$ -канальная технология, МДП-транзисторы широко внедрились в цифровые интегральные схемы, обеспечив их превосходство по многим параметрам над ИС на биполярных транзисторах. В настоящее время правомерность использования МДП-транзисторов в цифровых устройствах, в том числе в микропроцессорах и схемах

памяти, стала очевидной и выбор транзистора (биполярного или униполярного) при проектировании цифровых БИС в каждом отдельном случае зависит от конкретных задач.

Возможности же и целесообразность применения униполярных транзисторов в аналоговых схемах, в частности в усилителях, оспаривались не только в середине и конце 60-х годов, но и в последние годы, когда МДП-транзисторы уже получили общее признание в цифровой технике. Однако опыт развития электроники и микроэлектроники показывает, что это предубеждение было не оправдано. Действительно, полевые транзисторы с  $p-n$ -переходом нашли практическое применение именно в аналоговой технике (прежде всего в интегральных операционных усилителях, где их сочетание с биполярными транзисторами не встречает технологических затруднений), а МДП-транзисторы не только используются в схемах обслуживания ЗУ, но и позволили создать высококачественные УВЧ, а также уникальные по точностным параметрам усилители постоянного тока. Тем не менее в целом возможности униполярных транзисторов, на наш взгляд, до сих пор реализуются недостаточно, а их внедрение в аналоговые схемы не соответствует богатым возможностям этих приборов.

Предлагаемая вниманию читателей книга является первым в отечественной литературе опытом изложения специфики и возможностей применения униполярных транзисторов в усилительной технике. Класс рассматриваемых схем ограничен апериодическими усилителями напряжения, но эти усилители рассматриваются достаточно детально и всесторонне, включая такие важные вопросы, как собственные шумы, температурная стабильность, влияние разброса параметров, сочетание униполярных и биполярных транзисторов, местные и общие обратные связи. Все основные выводы и рекомендации иллюстрируются численными примерами, а в таблицах читатель может найти сведения, полезные при проекти-

ровании усилителей. Авторы лично участвовали в разработках униполярных транзисторов и интегральных усилителей с их использованием. Поэтому выводы и рекомендации, содержащиеся в книге, можно считать практически апробированными и достоверными.

К сожалению, в книге отсутствуют разделы, посвященные мощным каскадам, мало внимания уделено использованию МДП-транзисторов со встроенным каналом и некоторым другим вопросам. Тем не менее в целом книга представляется полезной как для специалистов, так и для студентов, которые до сих пор были лишены необходимой литературы по этому важному разделу транзисторной техники.

Книга написана коллективом авторов: § 1.2, 1.4, 1.5, 2.3—2.5, 3.3 — В. М. Немчиновым; § 1.3, 2.2, 2.6, 2.7, 3.1, 3.2, 3.4 и гл. 4 — В. Г. Никитаевым; § 1.1, 5.1, 5.2, 5.3 и приложение — М. А. Ожогиним; § 1.6, 5.4 — В. В. Ляховичем; § 2.1 и 3.5 написаны совместно В. М. Немчиновым и В. Г. Никитаевым.

*Проф. И. П. Степаненко*

## Глава первая

# Основные характеристики полевых транзисторов

---

### 1.1. Современные полевые транзисторы

В полевых транзисторах проводимость между двумя электродами (исток и сток) изменяется управляющим электрическим полем, которое создается напряжением, приложенным между управляющим электродом (затвором) и истоком. Полевые транзисторы называются также *униполярными*, потому что в отличие от биполярных их работа основана на использовании носителей одного знака. Униполярные транзисторы подразделяются на два класса: а) полевые транзисторы с затвором в виде  $p$ — $n$ -перехода (ПТ) и б) транзисторы со структурой металл — диэлектрик — полупроводник (МДП-транзисторы). Теория работы полевых транзисторов подробно изложена в литературе [1—10], поэтому ниже рассматриваются только последние достижения в конструкции и технологии ПТ.

**Полевые транзисторы с  $p$ - $n$ -переходом.** В настоящее время ПТ обычно выполняются в виде структур планарного типа и изготавливаются методами хорошо разработанной планарной технологии. На рис. 1.1 приведена планарная структура, выполненная путем проведения двух диффузий:  $p$ -типа для получения областей стока и истока и  $n$ -типа для получения области затвора. Как видно, структура совместима со стандартным технологическим циклом изготовления интегральных схем (ИС) на биполярных транзисторах (БТ).

Напряжение, приложенное между затвором и истоком, модулирует ширину области обедненного слоя обратносмещенного  $p$  —  $n$ -перехода затвор — канал и тем самым управляет толщиной канала и величиной тока стока. При некотором напряжении между затвором и истоком, называемом *напряжением отсечки*  $U_{отс}$ , обедненный слой полностью перекрывает канал и ток стока

становится равным току утечки  $I_{\text{ут}}$  обратносмещенного  $p-n$ -перехода. При подключении напряжения между стоком и истоком  $U_{\text{си}}$  в цепи исток — сток протекает ток стока  $I_{\text{с}}$ , величина которого определяется проводимостью канала. Ток стока создает падение потенциала вдоль канала, вследствие чего происходит расширение обедненного слоя вдоль канала от стока к истоку. Увеличение напряжения  $U_{\text{си}}$  вызывает рост тока  $I_{\text{с}}$ , что в свою очередь приводит к дальнейшему расширению обедненного слоя и уменьшению проводимости канала. Значение напряжения  $U_{\text{си}}$ , при котором увеличение тока  $I_{\text{с}}$  резко замедляется, принято называть *напряжением насыщения*  $U_{\text{си нас}}$  (при  $U_{\text{зи}}=0$  оно численно равно напряжению отсечки, т. е.  $U_{\text{си нас}}=U_{\text{отс}}$ ), а ток стока и крутизну, соответствующие этому напряжению, называют *максимальным током стока*  $I_{\text{max}}$  и *максимальной крутизной*  $S_{\text{max}}$ <sup>1)</sup>.

Для ПТ с  $p-n$ -переходом характерна сильная зависимость параметров прибора от геометрических размеров канала и особенно от толщины канала  $a$  (табл. 1.1). Это — один из главных недостатков ПТ: при их изготовлении особенно трудно выдерживать одинаковую толщину канала, вследствие чего выпускаемые транзисторы имеют значительный разброс параметров. Кроме того, многие параметры ПТ зависят от величины удельного сопротивления канала, определяемой концентрацией примесей в канале. Для получения воспроизводимых значений параметров необходимо точно задавать концентра-

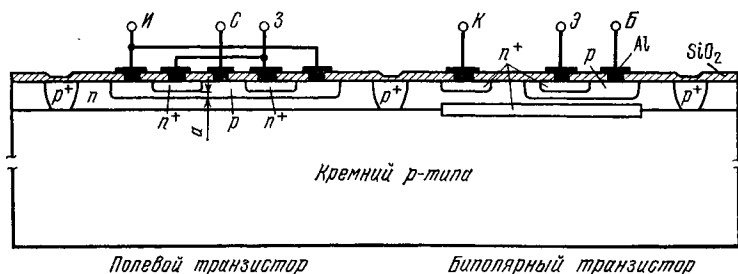


Рис 1.1. Планарная структура полевого транзистора с  $p-n$ -переходом и биполярного транзистора типа  $n-p-n$ , изготовленных в едином технологическом цикле на одной кремниевой подложке

<sup>1)</sup> Часто эти величины называют также током насыщения  $I_{\text{с нас}}$  и крутизной насыщения  $S_{\text{нас}}$ .



цию примесей. В связи с этим в последнее время область канала получают с помощью ионного легирования примесей, которое по сравнению с диффузией обеспечивает большую воспроизводимость удельного сопротивления высокоомных слоев [11].

Таблица 1.1

*Зависимость параметров ПТ от геометрических размеров канала при равномерном (однородном) распределении примеси в канале*

Параметр	От толщины канала $a$	От длины канала $L$
Максимальный ток стока $I_{\max}$	$a^3$	$1/L$
Максимальная крутизна $S_{\max}$	$a$	$1/L$
Напряжение отсечки $U_{\text{отс}}$	$a^2$	—
Сопротивление полностью открытого канала $r_{\text{сво}}$	$1/a$	$L$
Сопротивление канала в пологой области $r_{\text{си}}$	$1/a^3$	$L^2$
Собственный коэффициент усиления по напряжению $\kappa_U$	$\sqrt{1/a}$	$L$
Предельная частота генерации $f_g$	$a^2$	$1/L^2$
Входная емкость $C_{11}$	—	$L$

*Типовые параметры отечественных*

Тип транзистора	Диапазон температур, °C	$I_{\max}$ , мА	$I_3$ , нА	$U_{\text{отс}}$ , В	$S_{\max}$ , мА/В	$C_{11}$ , пФ
КП101Г	— 60 ... +80	0,15 ... 2	10	5	0,15	—
КП103М	— 60 ... +70	3 ... 12	20	2,8 ... 7,0	1,3 ... 4,4	20
КП201Е	— 60 ... +70	0,3 ... 0,65	—	1,5	0,4	20
КПС104А	— 60 ... +85	—	—	0,2 ... 1	0,35	4,5
КП303Е	— 60 ... +125	5 ... 20	1	8,0	4,0	6
КП903В	— 60 ... +85	200	10	10	80	—

В табл. 1.2 [37, 143] представлены группы транзисторов, имеющие значение крутизны  $S_{\max}$ , максимальное для приборов данного типа. Под величиной  $U_{отс}$ , приводимой в табл. 1.2 и справочниках, условно понимают напряжение  $U_{зи}$ , соответствующее некоторому определенному значению тока стока (обычно 10 или 1 мкА).

**МДП-транзисторы.** Простейшая структура МДП-транзистора изображена на рис. 1.2. Области  $p$ -типа созданы диффузией бора, подзатворный диэлектрик в простейшем случае представляет собой термически выращенный тонкий ( $\sim 0,1$  мкм) окисел кремния.

Управляющее напряжение, приложенное между затвором и истоком, создает электрическое поле, которое модулирует концентрацию свободных носителей в канале. Величина *порогового напряжения*  $U_{отс}$ <sup>1)</sup>, при котором появляется индуцированный инверсионный слой (про-

<sup>1)</sup> Поскольку пороговое напряжение МДП-транзисторов является в определенной степени аналогом напряжения отсечки для ПТ, в книге принято их общее обозначение  $U_{отс}$ . Кроме того, поскольку многие аналитические выражения для ПТ и МДП-транзисторов, а также схем на их основе имеют тождественный вид, то целесообразно использование общих обозначений и для ряда остальных параметров.

Таблица 1.2

*полевых транзисторов с  $p$ - $n$ -переходом*

$C_{12}$ , пФ	$r_{си}$ , Ом	$F_{ш'}$ , дБ ( $f=1$ кГц)	$P_{доп'}$ , Вт	$U_{зс\ max'}$ , В	$U_{ся\ max'}$ , В	$U_{зи\ max'}$ , В	Примечание
—	—	3	—	—	10	—	Низкочастотные маломощные
8	—	3	0,12	17	10	—	
—	—	3	0,06	15	10	—	
1,5	—	—	0,045	20	15	0,5	Сдвоенные
2	—	4	0,2	30	25	30	Высокочастотные маломощные
—	10	16	—	—	—	—	Высокочастотные большой мощности

водящий канал), в значительной степени зависит от чистоты технологической операции выращивания подзатворного диэлектрика и совершенства границы раздела диэлектрик — полупроводник. Поэтому в технологии МДП-транзисторов особые требования предъявляются к чистоте операций выращивания подзатворного диэлектрика и предшествующей очистки поверхности кремния.

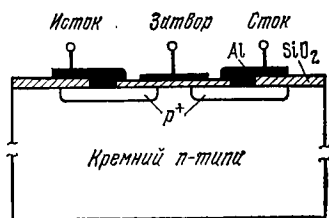


Рис. 1.2. Структура МДП-транзистора с индуцированным  $p$ -каналом, выполненного по стандартной технологии

В МДП-транзисторах с повышенной стабильностью порогового напряжения (необходимой прежде всего в линейных схемах) используют структуры более сложные, чем изображенная на рис. 1.2. В качестве подзатворного диэлектрика в современных МДП-транзисторах используются двухслойные структуры: окисел  $\text{SiO}_2$  — фосфорносиликатное стекло, окисел  $\text{SiO}_2$  — нитрид кремния  $\text{Si}_3\text{N}_4$ , окисел  $\text{SiO}_2$  — двуокись алюминия  $\text{Al}_2\text{O}_3$  и др.

В зависимости от типа проводимости канала и наличия или отсутствия проводящего канала при нулевом напряжении на затворе МДП-транзисторы разделяются на два типа: с индуцированным и встроенным каналом. Каждый из этих транзисторов может быть как с  $p$ -, так

и с  $n$ -каналом, что образует всего четыре разновидности МДП-транзисторов (рис. 1.3).

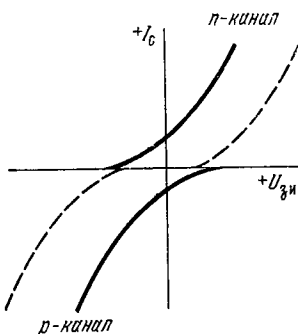


Рис. 1.3. Квадратичные передаточные характеристики МДП-транзисторов с встроенным (—) и индуцированным (---) каналом

Типовыми параметрами наиболее простых в изготовлении и соответственно наиболее распространенных МДП-транзисторов с индуцированным каналом  $p$ -типа, подзатворным диэлектриком  $\text{SiO}_2$  + фосфорносиликатное стекло и диффузионными областями стока и истока являются:

— технологические параметры: материал подложки — кремний  $n$ -типа с кристаллографической ориентацией  $\langle 111 \rangle$  и удельным сопротивлением  $7 \text{ Ом} \cdot \text{см}$ ; глубина диффузии бора —  $2 \text{ мкм}$ ; поверхностное сопротивление  $p$ -областей —  $100 \text{ Ом}/\square$ , толщина подзатворного окисла  $d=0,1 \dots 0,15 \text{ мкм}$  и

— электрические параметры: пороговое напряжение  $U_{отс}=3 \dots 5 \text{ В}$ ; про-

бивное напряжение подзатворного диэлектрика  $U_{д проб}=100$  В; пробивное напряжение сток—исток при нулевом напряжении на затворе  $U_{си проб}=40\pm 10$  В; ток утечки сток—исток  $I_0$  — менее 1 нА; удельная крутизна  $k=50$  мкА/В<sup>2</sup> при  $W=100$  мкм,  $L=10$  мкм; крутизна  $S=0,1$  мА/В; межэлектродная емкость между затвором и стоком  $C_{зс}=0,1$  пФ.

Развитие современных МДП-транзисторных интегральных схем идет в направлении повышения плотности элементов на кристалле и увеличения быстродействия, что может быть достигнуто путем уменьшения длины канала МДП-транзистора; однако при использовании стандартной технологии это приводит к резкому возрастанию паразитных емкостей и уменьшению пробивного напряжения сток—исток [12]. Последние достижения в технологии МДП ИС, такие, как получение МДП-транзисторов с кремниевым затвором [13] и использование ионного легирования для получения МДП-транзисторов с самосовмещенным затвором [14], позволили значительно уменьшить межэлектродную емкость затвор—сток.

В структуре МДП-транзистора с кремниевым затвором (рис. 1.4,а) диффузия бора проводится после того, как на тонком окисле создан поликремниевый электрод затвора. Диффузией бора создают области стока и истока и легируют поликремний затвора. В результате области стока и истока автоматически совмещаются с подзатворной областью. Величина перекрытия затвором области стока определяется боковой диффузией бора и примерно на порядок меньше по сравнению с перекрытием в «обычном» МДП-транзисторе. Одним из допол-

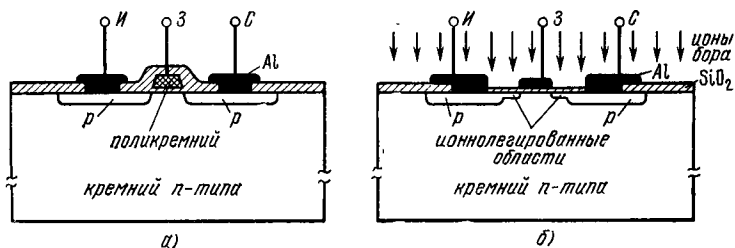


Рис. 1.4. Структуры МДП-транзисторов с самосовмещенным затвором: структура с кремниевым затвором (а) и структура, полученная с помощью ионной имплантации (б)

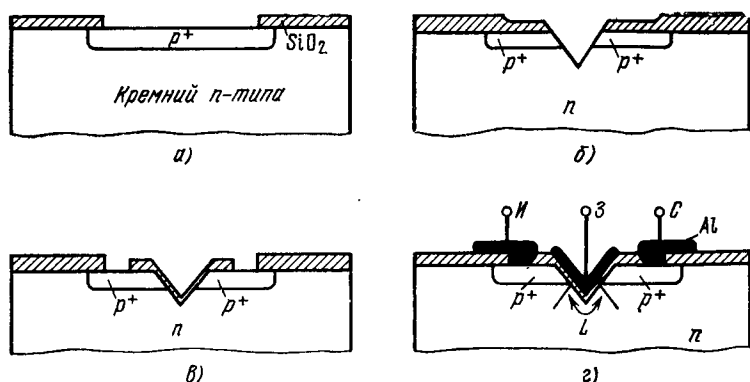


Рис. 1.5. Этапы изготовления V-МДП-транзистора

нительных преимуществ данной технологии является возможность уменьшения порогового напряжения до 0,5...1,0 В благодаря уменьшению работы выхода в системе кремний — окисел — кремниевый затвор по сравнению с системой кремний — окисел — алюминиевый затвор.

В структуре МДП-транзистора с самосовмещенным затвором (рис. 1.4,б), изготавливаемой с помощью ионного легирования, ионная имплантация проводится после создания металлического затвора и расширяет области стока и истока до границы затвора. В данном случае перекрытие затвором области стока и соответственно паразитная емкость затвор — сток получаются еще меньше, чем в МДП-транзисторе с кремниевым затвором. Использование технологии самосовмещения затвора позволило значительно (в 2...4 раза) увеличить быстродействие микросхем по сравнению со схемами, выполненными по стандартной технологии. В дискретных приборах быстродействие также существенно возросло — получена предельная частота генерации 1,4 ГГц [15].

Технология изготовления МДП-транзисторов с «вертикальным» затвором (V-МДП-технология) (рис. 1.5) позволяет одновременно уменьшить длину канала и емкость затвор — сток (в предыдущих двух структурах уменьшалась только емкость) [15]. Исходная пластина кремния имеет ориентацию  $\langle 100 \rangle$ . Сначала выращивается толстый окисел, в котором с помощью фотолито-

графии вскрывается окно и проводится диффузия бора для создания областей стока и истока. Разгонка бора производится в окисляющей атмосфере (рис. 1.5,а). После этого вскрывается окно в окисле над  $p$ -областью (рис. 1.5,б) и производится анизотропное травление кремния с целью создания V-образной канавки, разделяющей области стока и истока. Тонкий подзатворный окисел, который затем выращивается термически (рис. 1.5,в), неоднороден по толщине: он толще на дне канавки, чем на ее стенках. Заключительным этапом является вскрытие контактных окон к областям стока и истока и создание металлических контактов (рис. 1.5,г).

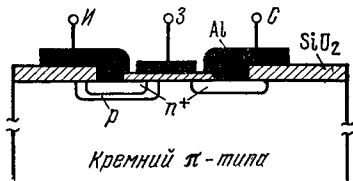


Рис. 1.6. Структура Д-МДП-транзистора

Предельная частота генерации любого МДП-транзистора определяется прежде всего межэлектродными емкостями. Для ее повышения надо уменьшать емкость перекрытия затвором области стока и увеличивать крутизну, что достигается уменьшением длины канала. Длину канала можно сократить уменьшением размера окна в окисле; при этом минимальные размеры ограничиваются разрешающей способностью фоторезиста ( $\sim 1$  мкм). Чтобы уменьшить емкость перекрытия, обычно создают мелкие диффузионные слои. Минимальный размер компонентов ИС на приборах этого типа составляет 10 мкм [15].

Существует еще структура МДП-транзистора (рис. 1.6), области канала и истока которого получены двойной диффузией, так называемый Д-МДП-транзис-

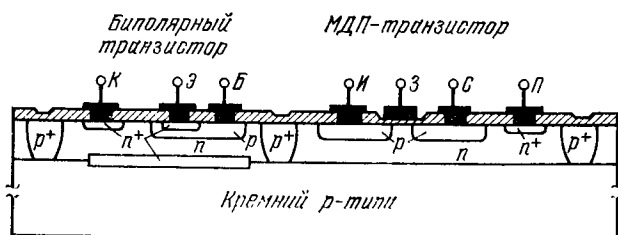


Рис. 1.7. Интегральная структура МДП- и биполярного транзисторов

### Типовые параметры отечественных

Тип транзистора	Диапазон температур, °C	$I_{\max}$ , мА	$I_{з'}$ , нА	$U_{отс'}$ , В	$S_{\max}$ , мА/В	$C_{ш}$ , пФ
КП301А	-60 ... +70	0,5	0,3	5	1	3,5
КП304А	-60...+85	0,2	20	5	4	9
КП305Д	-60...+85	—	1	6	5,2... 10,5	0,8
КП901А	-60...+85	20	—	—	50	—
КП904А	-60...+85	80	—	—	400	90

тор: сначала проводится диффузия бора, а затем фосфора в одно и то же окно в маскирующем окисле. Длина канала Д-МДП-транзистора определяется разностью глубин залегания (в горизонтальном направлении под окислом затвора)  $p-n$ -переходов:  $p-\pi$  и  $n^+-p$  (здесь под  $\pi$  понимается подложка из очень высокоомного, почти собственного, кремния). Поскольку глубины залегания диффузионных  $p-n$ -переходов хорошо контролируются, длина канала Д-МДП-транзистора может составлять 1 мкм и менее. В настоящее время уже реализованы логические ИС на приборах этого типа с временем переключения от 1 до 5 нс.

Весьма перспективным представляется сочетание биполярного и МДП-транзисторов в полупроводниковых усилительных ИС. На рис. 1.7 показана структура МДП-транзистора, изготавливаемого совместно с биполярным на одном кристалле. В данном технологическом цикле тонкий подзатворный окисел МДП-транзистора выращивается на этапе создания эмиттера БТ.

Отечественная промышленность в настоящее время выпускает широкую номенклатуру МДП-транзисторов; основные параметры некоторых из них даны в табл. 1.3 [37, 143].

### 1.2. Вольт-амперные характеристики и параметры

Вольт-амперные характеристики (ВАХ) полевых транзисторов с  $p-n$ -переходом (рис. 1.8) и МДП-транзисторов (рис. 1.9) имеют две существенно различные

## МДП-транзисторов

$C_{зв}$ , пФ	$P_{доп}$ , Вт	$I_{с доп}$ , мА	$U_{зс max}$ , В	$U_{си max}$ , В	$U_{зи max}$ , В	Примечание
1	0,2	15	—	20	30	Высоочастотные
2	0,2 0,15	30 15	30 —	25 —	30 —	Маломощные То же
10	30	$1 \cdot 10^3$	100	—	30	Высоочастотные
10	50	$5 \cdot 10^3$	100	85	30	большой мощности То же

области — *крутую* и *пологую* (называемую в некоторых работах также областью *насыщения*). В усилительной технике полевые транзисторы чаще всего работают в пологой области ВАХ, поскольку ей свойственны наименьшие нелинейные искажения и оптимальные значения дифференциальных параметров: *крутизны*  $S = \partial I_c / \partial U_{зи}$ , *внутреннего сопротивления*  $r_{си} = \partial U_{си} / \partial I_c$  и *собственного коэффициента усиления*  $\kappa_u = \partial U_{си} / \partial U_{зи}$ .

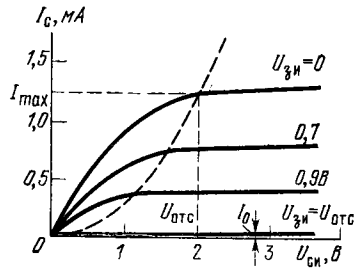


Рис. 1.8. Вольтамперная характеристика полевого транзистора с  $p-n$ -переходом

Выводу аналитических выражений вольт-амперных характеристик и параметров полевых транзисторов посвящен ряд работ [1—10, 20]. Точные выражения ВАХ оказываются достаточно сложными, особенно для МДП-транзисторов. Поэтому при инженерных расчетах пользуются той или иной аппроксимацией этих выражений. Наиболее распространенной и удобной на практике является такая аппроксимация вольт-амперных характеристик, при которой отдельно рассматриваются выражения для крутой и пологой областей, разделенных четко выраженной границей (штриховая линия на рис. 1.8 и 1.9). Реальные приборы, конечно, не имеют резко выраженной границы, поэтому в ряде случаев пользуются другими аппроксимациями ВАХ, описывающими обе об-



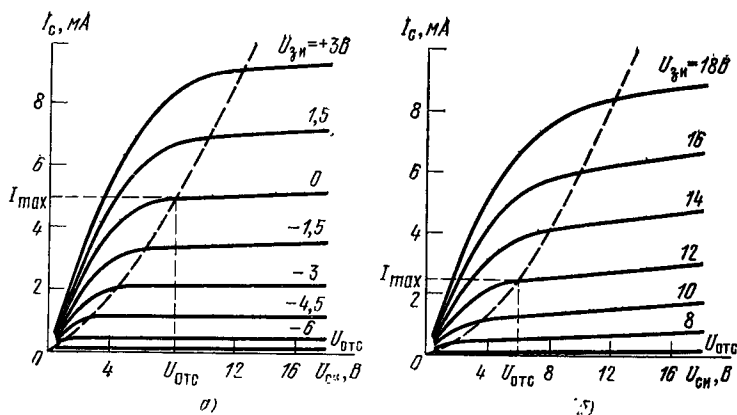


Рис. 1.9. Вольт-амперные характеристики МДП-транзисторов со встроенным (а) и с индуцированным (б) каналом

ласти работы полевого транзистора единым выражением [9, 16, 17].

**Вольт-амперные характеристики и параметры ПТ.** ВАХ определяются характером изменения толщины обедненного заряда вдоль канала при изменении напряжений на стоке и затворе и в сильной степени зависят от вида распределения концентрации примеси в канале ПТ (или, иначе говоря, от типа перехода — резкий или плавный), а также от его геометрических размеров.

Большинство выражений ВАХ выводится только для крутой области. По достижении кривой  $I_c(U_{си})$  границы между крутой и пологой областями (рис. 1.8) дальнейшее изменение тока стока практически прекращается. Величина граничного напряжения  $U_{си гр}$ , при которой ВАХ переходит в пологую область, определяется из условия  $U_{зи} + U_{си} = U_{отс}$  и равна

$$U_{си гр} = U_{отс} - U_{зи}. \quad (1.1)$$

Выражение (1.1) является уравнением границы между крутой и пологой областями.

Для наиболее распространенного случая равномерно (однородного) распределения примеси в канале, когда  $p-n$ -переход резкий, выражение ВАХ в крутой области имеет следующий вид <sup>1)</sup>:

<sup>1)</sup> Выражения ВАХ для других случаев распределения примеси в канале (параболического, линейного, экспоненциального, имеющего пик) можно найти в работах [1, 2, 6].

$$I_c = I_{\max} \left[ 3 \frac{U_{\text{си}}}{U_{\text{отс}}} - 2 \left( \frac{U_{\text{си}}}{U_{\text{отс}}} + \frac{U_{\text{зи}}}{U_{\text{отс}}} \right)^{3/2} + 2 \left( \frac{U_{\text{зи}}}{U_{\text{отс}}} \right)^{3/2} \right]. \quad (1.2)$$

Основные параметры полевого транзистора — *максимальный ток стока*  $I_{\max}$  (при  $U_{\text{си}} = U_{\text{си нас}} = U_{\text{отс}}$ ;  $U_{\text{зи}} = 0$ ) и *напряжение отсечки*  $U_{\text{отс}}$ , характеризующие его вольт-амперные характеристики и обычно приводимые в справочнике, следующим образом зависят от физических параметров и геометрических размеров транзистора (см. также табл. 1.1):

$$I_{\max} = \frac{W \mu q^2 N^2}{3 \epsilon L} a^3 = \frac{W \rho^2}{3 \epsilon \mu L} a^3; \quad (1.3)$$

$$U_{\text{отс}} = \frac{Nq}{2\epsilon} a^2 = \frac{\rho}{2\epsilon \mu} a^2, \quad (1.4)$$

где  $\mu$  — подвижность основных носителей;  $N$  — концентрация примесей в канале;  $\epsilon$  — диэлектрическая проницаемость;  $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$  Кл — элементарный заряд;  $\rho$  — удельное сопротивление области канала;  $L$ ,  $W$ ,  $2a$  — длина, ширина и толщина канала (см. рис. 1.1).

Еще один важный параметр — *дифференциальное (внутреннее) сопротивление канала*  $r_{\text{си}}$  — характеризуется наклоном характеристик (рис. 1.8); при полностью открытом канале ( $U_{\text{си}} = U_{\text{зи}} = 0$ ) оно минимально и равно

$$r_{\text{си0}} = \frac{U_{\text{отс}}}{3I_{\max}} = \frac{\rho L}{2aW}. \quad (1.5)$$

Значение этого параметра особенно важно для случаев применения ПТ в схемах аналоговых коммутаторов и модуляторов или в качестве регулируемого сопротивления. Во всех этих случаях ПТ работает в крутой области ВАХ, в которой зависимость  $r_{\text{си}}$  от режима описывается выражением

$$r_{\text{си}} = r_{\text{си0}} U_{\text{отс}} / (U_{\text{отс}} - U_{\text{зи}} - U_{\text{си}}). \quad (1.6)$$

Для типичных интегральных структур полевых транзисторов с  $p-n$ -переходом, имеющих  $\rho = 5$  Ом·см,  $2a = 3$  мкм,  $L = 10$  мкм,  $W = 0,2$  см, имеем  $r_{\text{си0}} = 80$  Ом. Семейство ВАХ для пологой области получается подстановкой  $U_{\text{си гр}}$  из (1.1) в (1.2):

$$I_c = I_{\max} [1 - (U_{\text{зи}}/U_{\text{отс}})(3 - 2\sqrt{U_{\text{зи}}/U_{\text{отс}}})]. \quad (1.7)$$

Поскольку пологая область является основной рабочей областью для усилительных схем, определим *крутиз-*

ну  $S$  именно в этой области. Дифференцируя (1.7) по  $U_{зи}$ , получаем

$$S = S_{\max} (1 - \sqrt{U_{зи}/U_{отс}}). \quad (1.8)$$

Один из основных параметров ПТ — *максимальная крутизна*  $S_{\max}$  (при  $U_{си} = U_{си \text{ нас}} = U_{отс}$  и  $U_{зи} = 0$ ) при равномерном распределении примеси в канале следующим образом зависит от физических параметров и геометрических размеров транзистора:

$$S_{\max} = \frac{2W_{\mu}qN}{L} a = \frac{2W}{L\rho} a = \frac{3I_{\max}}{U_{отс}} = \frac{1}{r_{си}}. \quad (1.9)$$

Дифференциальное сопротивление  $r_{си}$  в пологой области согласно (1.6) равно бесконечности. Практически оно может составлять десятки килоом — несколько мегом. Конечная величина  $r_{си}$  обусловлена модуляцией эффективной длины канала  $L$  из-за увеличения толщины слоя пространственного заряда вблизи затвора аналогично эффекту модуляции ширины базы в биполярном транзисторе. В работе [19] показано, что это сопротивление может быть выражено как

$$r_{си} = r_{си \max} (I_{\max}/I_c) \sqrt{1 - \xi^2 (U_{зс} - U_{отс})^2},$$

где  $r_{си \max} = LE_0/I_{\max}$  — дифференциальное сопротивление канала в пологой области при  $U_{зи} = 0$  и  $U_{си} = U_{отс}$ ;  $E_0$  — напряженность продольного поля в канале, при которой наступает ограничение скорости носителей (в кремнии  $E_0 = 2 \cdot 10^4$  В/см для электронов и  $E_0 = 3 \cdot 10^4$  В/см для дырок);  $\xi = \pi/E_0 \cdot a$  — коэффициент, зависящий от типа и толщины канала (для транзисторов КП103 меняется в пределах 0,09 ... 0,13 1/В [20]);  $U_{зс} = U_{си} + U_{зи}$  — постоянное смещение перехода сток — затвор;  $I_c$  — ток в пологой области, определяемый для данного значения  $U_{зи}$  из (1.7).

Если считать, что в пологой области сопротивление  $r_{си}$  не зависит от напряжения на стоке, то с достаточной для практики точностью можно пользоваться следующим эмпирическим выражением [21]:

$$r_{си} = r_{си \max} / (1 - U_{зи}/U_{отс}). \quad (1.10)$$

Усилительную способность ПТ можно характеризовать *собственным коэффициентом усиления* по напряжению  $\kappa_u$ , связанным с крутизной и дифференциальным сопротивлением канала «ламповым» соотношением

$$\kappa_u = S r_{си}. \quad (1.11)$$

Типовые значения дифференциальных параметров в пологой области для транзисторов типа КП103Ж ( $I_{\max} = 2,2$  мА,  $U_{отс} = 2$  В,  $S_{\max} = 2,2$  мА/В) при  $I_c = 1$  мА ( $U_{зи} = 0,65$  В) следующие:  $S = 1,5$  мА/В,  $r_{си} = 200$  кОм,  $\kappa_u = 300$ .

Ограничение на рабочий диапазон частот накладывает *предельная частота генерации*, определяемая по формуле  $f_g = S/2\pi C_{зс}$ . Под  $f_g$  понимается частота, при которой коэффициент усиления транзистора по мощности равен единице. Типовые значения частоты  $f_g$  для современных отечественных приборов лежат в диапазоне десятков — сотен мегагерц. Например, для ПТ типа КП103К с крутизной 3 мА/В и емкостью затвор — сток 5,4 пФ предельная частота генерации около 88 МГц. Значения основных параметров некоторых отечественных полевых транзисторов были приведены в табл. 1.2.

**Вольт-амперные характеристики и параметры МДП-транзисторов.** При выводе точных выражений ВАХ МДПТ необходимо учитывать влияние подложки и приложенного к ней напряжения  $U_n$ . Поэтому характеристики имеют более сложный вид, чем у ПТ [79, 22, 23]: в крутой области

$$I_c = b[2(U_{зи} \mp U_{отс} - \eta_n U_n) U_{си} - (1 + \eta_n) U_{си}^2]; \quad (1.12)$$

в пологой области

$$I_c = \frac{b}{1 + \eta_n} (U_{зи} \mp U_{отс} - \eta_n U_n)^2, \quad (1.13)$$

где  $b$  — удельная крутизна.

В формулах (1.12) и (1.13) знак «минус» соответствует транзисторам с индуцированным каналом, знак «плюс» — транзисторам со встроеным каналом. Влияние подложки характеризуется *коэффициентом влияния*  $\eta_n$ , определяемым как [9, 22, 23]

$$\eta_n = \eta_0 \sqrt{2|\varphi_F|/(U_n + 2|\varphi_F|)}. \quad (1.14)$$

Максимальное значение коэффициента при  $U_n = 0$

$$\eta_0 = \sqrt{\epsilon_0 \epsilon_n q N_n / |\varphi_F| / 2C_0}, \quad (1.15)$$

где  $\epsilon_0$ ,  $\epsilon_n$  — диэлектрическая проницаемость соответственно вакуума и материала подложки;  $\varphi_F$  — уровень Ферми в подложке;  $N_n$  — концентрация примеси в подложке;  $C_0 = \epsilon_0 \epsilon_n / d$  — удельная емкость диэлектрика.

Основной параметр МДП-транзисторов — *пороговое напряжение* (или напряжение отсечки) — также зависит от напряжения на подложке  $U_n$  (через заряд обедненного слоя  $Q_{ос}$ ) и увеличивается с его ростом [22, 23]:

$$U_{отс} = \varphi_0 + \varphi_{м-п} + Q_{пов}/C_0 + Q_{ос}/C_0,$$

где  $\varphi_0 = 2\varphi_F -$  потенциал на границе канала и слоя объемного заряда при нулевых напряжениях стока и истока относительно подложки;  $\varphi_{M-P}$  — потенциал, соответствующий разности работ выхода из металла и полупроводника;  $Q_{\text{пов}}$  — эффективный поверхностный заряд.

При  $U_{\text{п}} = 0$  величина порогового напряжения минимальна и равна

$$U_{\text{отс}} = 2\varphi_F + \varphi_{M-P} + Q_{\text{пов}}/C_o' + \sqrt{4\epsilon_0 \epsilon_{\text{пл}} q N_{\text{п}} |\varphi_F| / C_o}. \quad (1.16)$$

Другой основной параметр — *крутизна* МДП-транзистора *по затвору* в пологой области будет

$$S = [2b / (1 + \eta_{\text{п}})] [(U_{\text{зи}} \mp U_{\text{отс}} - \eta_{\text{п}} U_{\text{п}}), \quad (1.17)$$

*а крутизна по подложке*

$$S_{\text{п}} = [-2b\eta_{\text{п}} / (1 + \eta_{\text{п}})] (U_{\text{зи}} \mp U_{\text{отс}} - \eta_{\text{п}} U_{\text{п}}). \quad (1.18)$$

Сравнивая (1.17) и (1.18), видим, что соотношение крутизн определяется коэффициентом  $\eta_{\text{п}}$ . У обычных кремниевых МДП-транзисторов  $|S_{\text{п}}| < S$ , а следовательно,  $|\eta_{\text{п}}| = S_{\text{п}}/S$  меньше единицы. Значения основных параметров для некоторых отечественных МДП-транзисторов приведены в табл. 1.3.

**Вольт-амперные характеристики для инженерных расчетов.** При проектировании усилительных схем достаточную для инженерных расчетов погрешность (15...30%) дают следующие аппроксимации вольт-амперных характеристик, пригодные как для ПТ с любым характером распределения примеси в канале, так и для МДП-транзисторов:

в крутой области

$$I_{\text{с}} = b [2 (U_{\text{зи}} - U_{\text{отс}}) U_{\text{си}} - U_{\text{си}}^2]; \quad (1.19)$$

в пологой области

$$I_{\text{с}} = b (U_{\text{отс}} - U_{\text{зи}})^2, \quad (1.20)$$

где  $b = I_{\text{max}} / U_{\text{отс}}^2$  — удельная крутизна<sup>1)</sup>.

Квадратичная аппроксимация тока стока в пологой области отражает линейную зависимость крутизны от напряжения на затворе, что является одной из отличительных черт полевых транзисторов. Крутизна транзис-

<sup>1)</sup> Здесь  $I_{\text{max}}$  — масштабный ток, измеряемый при  $U_{\text{си}} = U_{\text{отс}}$  и  $U_{\text{зи}} = 2U_{\text{отс}}$  для МДП-транзисторов с индуцированным каналом или при  $U_{\text{си}} = U_{\text{отс}}$  и  $U_{\text{зи}} = 0$  для МДП-транзисторов со встроенным каналом и ПТ.

торов в пологой области определяется выражением

$$S=2b(U_{отс}-U_{зи}), \quad (1.21)$$

а ее максимальное значение  $S_{\max}$ , достигаемое при  $U_{зи}=0$  для ПТ или при  $U_{зи}=2U_{отс}$  для МДПТ с индуцированным каналом,

$$S_{\max}=2I_{\max}/U_{отс}=2bU_{отс}. \quad (1.22)$$

Выражение (1.20) описывает по существу *стокзатворную* (проходную) характеристику (рис. 1.10). Эта характеристика позволяет выбрать режим работы транзистора по постоянному току, оценить его усилительные свойства, выяснить характер и величину нелинейных искажений усиленного сигнала. В табл. 1.4 [16] приведены данные, позволяющие судить о протяженности участка стокзатворных характеристик отечественных ПТ, на котором расхождения между экспериментальными данными и результатами расчета по (1.20) и (1.21) не превышают 5%. При напряжениях на затворе, близких к  $U_{отс}$ , отличие теоретической и реальной характеристик связано с условным выбором напряжения  $U_{отс}$  (см. с. 9). В области малых напряжений на затворе основной причиной расхождения реальной и квадратичной аппроксимирующей характеристик является влияние внутренней отрицательной обратной связи, проявляющейся на объемном сопротивлении истока  $r_{и}$ . Наличие этого сопротивления уменьшает действующую крутизну характеристики прибора

$$S^* \approx S/(1+Sr_{и}),$$

где  $S$  — идеальная крутизна характеристики, определенная из выражения (1.21).

Для современных ПТ величина  $(1+Sr_{и})$  лежит, как правило, в пределах 1,1 ... 1,7. Объемные сопротивления  $r_{и}$  и  $r_{с}$  областей истока и стока приводят к дополнительным омическим потерям в полевом транзисторе. Для полевых структур, применяемых в монолитных схемах, значения  $r_{и}$  и  $r_{с}$  находятся в диапазоне 30 ... 800 Ом. Сопротивление  $r_{с}$  в пологой области оказывает незначительное влияние на работу прибора. В большинстве случаев сопротивления  $r_{и}$  и  $r_{с}$  можно не учитывать.

Часто при расчетах усилительных схем для определения крутизны пользуются выражением, отражающим зависимость крутизны от тока стока, а не от напряжения  $U_{зи}$ . Эту зависимость легко получить, подставив (1.20) в (1.21):

$$S=S_{\max} \sqrt{I_c/I_{\max}} = \sqrt{4bI_c}. \quad (1.23)$$

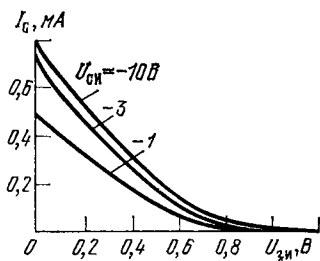


Рис. 1.10. Стокзатворная вольт-амперная характеристика ПТ

*Протяженность квадратичного участка*

Тип и группа полевого транзистора	КП102				
	Е	Ж	И	К	Л
Напряжение отсечки не более, В	2,5	4,0	5,5	7,5	10
Протяженность квадратичного участка, В	0,6 ... 1,3	0,5 ... 2	0 ... 3	0 ... 4	0,5 ... 6

Очевидно, что и собственный коэффициент усиления полевого транзистора  $\kappa_u$  будет также зависеть от режима работы транзистора. Для ПТ эта зависимость имеет вид

$$\kappa_u = \kappa_0 \sqrt{I_{\max}/I_c}, \quad (1.24)$$

где  $\kappa_0 = r_{\text{си max}} S_{\max} \sqrt{1 + \xi^2 (U_{\text{зс}} - U_{\text{отс}})^2}$  — коэффициент усиления при  $I_c = I_{\max}$  ( $\kappa_0$  слабо зависит от напряжения  $U_{\text{зс}}$ ). Для современных ПТ значения  $\kappa_0$  находятся в пределах 20 ... 70 [137].

Как следует из (1.24), собственный коэффициент усиления увеличивается с уменьшением тока стока. Однако при токах порядка десятков микроампер и менее начинает сказываться шунтирующее действие сопротивления утечки затвор — сток и коэффициент  $\kappa_u$  уменьшается при дальнейшем снижении тока  $I_c$  [20, 139]. У приборов типа КП103 коэффициент  $\kappa_u$  имеет максимум при токе  $I_c = 50$  мкА; в зависимости от группы максимальное значение  $\kappa_u$  лежит в пределах 350 ... 600, причем приборы из групп с меньшими напряжениями отсечки имеют больший коэффициент усиления.

Режимные зависимости сопротивления  $r_{\text{си}}$  в пологой области и собственного коэффициента усиления  $\kappa_u$  МДП-транзисторов в целом такие же, как и для ПТ. В работе [7] приводятся следующие выражения режимных зависимостей  $r_{\text{си}}$  и  $\kappa_u$  в пологой области:

$$r_{\text{си}} = \frac{L \sqrt{U_{\text{си}}}}{I_c} \sqrt{\frac{2qN_{\text{п}}}{\epsilon_0 \epsilon_{\text{п}}}}; \quad (1.25)$$

стокозатворной характеристики

КП103				
Ж	И	К	Л	М
2,0	3,0	4,0	6,0	7,0
0,5 ... 1,5	0,5 ... 2	0,3 ... 3	0,5 ... 4	0,5 ... 5

$$\kappa_u = 2 \sqrt{\frac{U_{сн}}{I_c}} \sqrt{\frac{qN_{пк}C_{зк}}{\epsilon_0 \epsilon_{п}}}, \quad (1.26)$$

где  $C_{зк} = \epsilon_0 \epsilon_{п} WL/d$  — емкость между затвором и каналом.

Как видно, параметры  $r_{сн}$  и  $\kappa_u$  увеличиваются с ростом рабочего напряжения  $U_{сн}$  и с уменьшением тока стока. У МДП-транзисторов, в отличие от ПТ, в большинстве случаев не наблюдается максимума коэффициента  $\kappa_u$  при уменьшении  $I_c$  до единиц микроампер [20]. Это объясняется тем, что МДП-транзисторы имеют значительно большее сопротивление между затвором и стоком, которое ограничено лишь токами утечки по поверхности транзистора. В отличие от ПТ у МДП-транзисторов большие значения  $\kappa_u$  наблюдаются у приборов с большими значениями напряжения порога. Для приборов типа КП301 величина  $\kappa_u$  в зависимости от группы и режима работы лежит в пределах 70 ... 500. Значения коэффициента  $\kappa_0$  при ( $I_c = I_{max}$ ) у современных МДП-транзисторов лежат в пределах 15 ... 60 [137].

### 1.3. Инженерные модели полевых транзисторов

**Полевой транзистор с  $p-n$ -переходом.** Строгая эквивалентная схема ПТ предполагает использование модели с распределенными параметрами. Это объясняется тем, что области затвора и канала представляют распределенную  $RC$ -цепь [6, 7]. Однако расчеты, связанные с такой моделью, получаются неоправданно сложными и поэтому в инженерной практике используют эквивалентную схему с сосредоточенными параметрами.



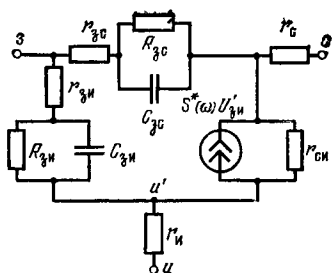


Рис. 1.11. Эквивалентная схема ПТ

Исходный вариант указанной схемы без учета межэлектродных паразитных емкостей показан на рис. 1.11<sup>1)</sup>. Здесь  $S^*(\omega)$  — действующая крутизна ПТ, зависящая от частоты;  $C_{зи}$ ,  $C_{зс}$ ,  $R_{зи}$ ,  $R_{зс}$  — соответственно емкости и сопротивления обратносмещенного  $p-n$ -перехода;  $r_{с}$ ,  $r_{и}$  обусловлены омическим сопротивлением областей стока и истока;  $r_{зи}$ ,  $r_{зс}$  —

омические сопротивления области затвора;  $r_{си}$  — дифференциальное сопротивление канала [3] (по аналогии с лампами его называют также внутренним сопротивлением).

С учетом практических областей использования ПТ схема рис. 1.11 может быть упрощена. Так, сопротивления  $R_{зи}$ ,  $R_{зс}$  имеют величины порядка  $10^8 \dots 10^{10}$  Ом и учитывать их целесообразно только при применении ПТ в схемах электрометрии. Влияние сопротивлений  $r_{зи}$ ,  $r_{зс}$  (их величина не превышает  $10 \dots 20$  Ом) в диапазоне частот вплоть до предельной частоты генерации ПТ незначительно [21].

Анализ частотной зависимости крутизны ПТ проведен в работе [7]. Расчеты показывают, что для современных ПТ граничная частота крутизны<sup>2)</sup> превышает предельную частоту генерации транзистора в  $2 \dots 5$  раз [21]. Поэтому в типовом диапазоне использования ПТ зависимость крутизны от частоты может не учитываться.

Касаясь роли сопротивления  $r_{и}$  в эквивалентной схеме ПТ, следует отметить, что в диапазоне частот до  $0,7 f_{г}$  — типовом для усилительных схем — с его влиянием на усилительные и частотные свойства ПТ можно не считаться. Учет этого сопротивления целесообразен при анализе нелинейных и перекрестных искажений [21].

<sup>1)</sup> В схеме рис. 1.11 отсутствуют индуктивности выводов ПТ, учет которых необходим для полевых транзисторов СВЧ диапазона при их работе на частотах выше 300 МГц [6].

<sup>2)</sup> Граничная частота крутизны определяется как частота, на которой модуль крутизны уменьшается в  $\sqrt{2}$  раз по сравнению с его максимальным значением.

Упрощенная эквивалентная схема ПТ с учетом межэлектродных емкостей показана на рис. 1.12. Она вполне пригодна для инженерных расчетов усилителей на ПТ и получила наибольшее распространение у разработчиков аппаратуры. В данной схеме  $S$  — реальная крутизна ПТ, измеренная в статическом режиме.

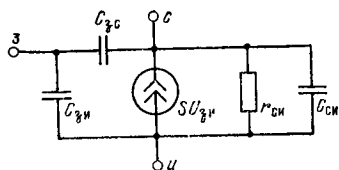


Рис. 1.12. Упрощенная эквивалентная схема ПТ

**МДП-транзистор.** В одном из вариантов эквивалентной схемы МДП-транзистора [7] (рис. 1.13) активное влияние подложки отражено генератором тока  $S_{\Pi}(\omega)U_{\Pi\Pi}$ , где  $U_{\Pi\Pi}$  — напряжение подложки — исток;  $S_{\Pi}(\omega)$  — крутизна по подложке. Обычно подложку соединяют с истоком в дискретных схемах и в гибридных интегральных схемах и тогда генератор  $S_{\Pi}(\omega)U_{\Pi\Pi}$  следует исключить из эквивалентной схемы.

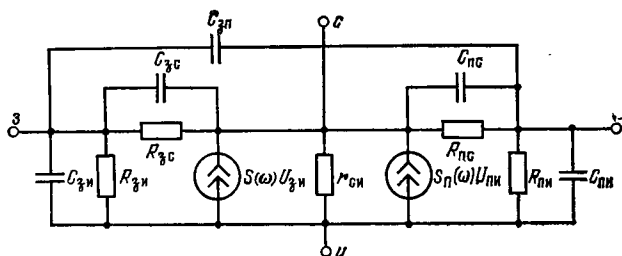


Рис. 1.13. Эквивалентная схема МДП-транзистора

Области стока и истока отделены от подложки  $p$ — $n$ -переходами, что на схеме рис. 1.13 отображено с помощью сопротивлений и емкостей  $R_{пс}$ ,  $C_{пс}$ ,  $R_{пн}$ ,  $C_{пн}$ . В типичных случаях емкости затвор — сток  $C_{зс}$  и затвор — исток  $C_{зи}$  меньше емкостей  $p$ — $n$ -переходов  $C_{пс}$ ,  $C_{пн}$ <sup>1)</sup>.

Элементы  $R_{зн}$ ,  $R_{зс}$  в эквивалентной схеме учитывают сопротивление диэлектрика в области затвора. Входное сопротивление прибора со стороны затвора составляет не менее  $10^{14}$  Ом, а в специаль-

<sup>1)</sup> В некоторых случаях, когда необходим более детальный анализ эквивалентной схемы (как, например, при анализе модулятора в § 5.2), емкости  $C_{зн}$  и  $C_{зс}$  представляют в виде трех составляющих: емкости  $C_{зн}$ , образованной перекрытием области истока областью затвора, емкости между затвором и каналом  $C_{зк}$  и емкости  $C_{зс}$ , образованной перекрытием области стока областью затвора (см. эквивалентную схему на рис. 5.13). В эквивалентной схеме на рис. 1.13 подразумевается, что емкость  $C_{зк}$  «распределена» между емкостями  $C_{зн}$  и  $C_{зс}$ .

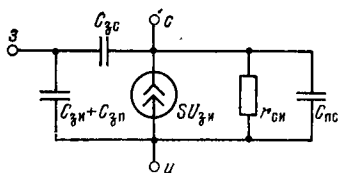


Рис. 1.14. Упрощенная эквивалентная схема МДП-транзистора

рис. 1.14. Крутизна по затвору в этой схеме предполагается не зависящей от частоты. Кроме того, в схеме на рис. 1.14 отсутствует сопротивление  $R_{пс}$  — оно во много раз больше сопротивления  $r_{си}$  и его шунтирующее действие пренебрежимо мало. Подробное описание эквивалентных схем ПТ и МДП-транзисторов приведено в работах [6, 7, 21].

**У-параметры эквивалентной схемы полевых транзисторов.** Справочные материалы по полевым транзисторам в ряде случаев содержат данные в системе У-параметров. Подробно с У-параметрами ПТ можно ознакомиться в работе [6]. Здесь мы кратко остановимся на параметрах ПТ в этой системе на примере упрощенных эквивалентных схем (рис. 1.12, 1.14).

Как и любой другой активный элемент в четырехполюсном включении, ПТ при малосигнальном режиме в системе У-параметров описывается двумя линейными уравнениями

$$I_3 = Y_{11}U_{3н} + Y_{12}U_{си}, \quad I_2 = Y_{21}U_{3н} + Y_{22}U_{си}. \quad (1.27)$$

В этих уравнениях У-параметры удобно представить через активную и реактивную составляющие проводимости:  $Y_{11} = g_{11} + j\omega C_{11}$  — входная проводимость при короткозамкнутом выходе,  $Y_{12} = g_{12} - j\omega C_{12}$  — проводимость обратной связи при короткозамкнутом входе (проходная проводимость),  $Y_{21} = g_{21} - j\omega C_{21}$  — проводимость прямой передачи при короткозамкнутом выходе,  $Y_{22} = g_{22} + j\omega C_{22}$  — выходная проводимость при короткозамкнутом входе. Уравнениям (1.27) соответствует общепринятая П-образная эквивалентная схема.

Активные составляющие проводимостей имеют значения [21]  $g_{11} = 0$ ,  $g_{12} = 0$ ,  $g_{21} = S$ ,  $g_{22} = 1/r_{си}$ . Входная  $C_{11}$ , проходная  $C_{12}$ , выходная  $C_{22}$  емкости и емкость прямой передачи находятся из выражений  $C_{11} = C_{3н} + C_{3с}$ ,  $C_{12} = C_{3с}$ ,  $C_{21} = C_{3с}$ ,  $C_{22} = C_{3с} + C_{си}$ .

У-параметры эквивалентной схемы МДП-транзистора будут описываться соотношениями, аналогичными вышеприведенным для ПТ [6, 21], причем

$$C_{11} = C_{3н} + C_{3с} + C_{3п}, \quad C_{22} = C_{3с} + C_{пс}.$$

#### 1.4. Температурные свойства полевых транзисторов

Температурные свойства полевых транзисторов всегда вызывали и вызывают большой интерес. Это объясняется тем, что одной из отличительных особенностей таких транзисторов является наличие режима работы,

при котором отсутствует дрейф тока стока в более или менее широком диапазоне изменения температур, что имеет принципиально важное значение в линейных схемах.

Зависимости параметров и характеристик ПТ и МДП-транзисторов от температуры во многом схожи. Определяющими для обоих типов приборов являются два фактора: зависимость от температуры подвижности основных носителей и контактной разности потенциалов. В МДП-транзисторах к действию этих двух основных факторов добавляется влияние подложки и плотности поверхностных состояний на границе полупроводника и диэлектрика, поэтому их температурные характеристики являются более сложными.

Увеличение температуры в диапазоне от 80 до 450 К, когда легирующие примеси полностью ионизированы, а собственная проводимость еще отсутствует, вызывает уменьшение подвижности основных носителей, в результате чего увеличивается удельное сопротивление канала; а следовательно, уменьшается ток стока. С другой стороны, увеличение температуры уменьшает контактную разность потенциалов на границе канала, что вызывает сужение обедненного слоя и расширение канала, приводящее к росту тока стока. При определенных условиях влияние этих двух факторов может взаимно компенсироваться, т. е. ток стока не будет зависеть от температуры.

**Зависимость подвижности основных носителей** для ПТ и МДП-транзисторов выражается одной и той же формулой [1]

$$\mu = \mu_T (T/T_0)^{-n}, \quad (1.28)$$

где  $\mu_T$  — подвижность носителей при температуре  $T_0$ ;  $n$  — коэффициент, зависящий от исходного полупроводникового материала и типа его проводимости [1, 2, 6].

Подвижность носителей в МДП-транзисторах в отличие от ПТ зависит также от свойств поверхности на границе полупроводника и диэлектрика [26, 27]. Исследования ряда МДП-транзисторов показали, что зависимость (1.28) выполняется достаточно хорошо.

При анализе температурных свойств полевых транзисторов удобнее пользоваться *температурным коэффициентом подвижности* (ТКП)

$$\alpha_\mu = (1/\mu) (d\mu/dT) = (-n/T) \quad (1.29)$$

(здесь значение температуры берется в К).

Значения коэффициента  $n$  для ПТ с  $p$ -каналом составляют 2,3, а с  $n$ -каналом 1,5.

При небольших изменениях температуры ( $\Delta T \leq 40^\circ\text{C}$ ) можно не учитывать температурную зависимость  $\alpha_\mu$ , ошибка при этом не будет превышать 15%. При  $\Delta T > 40^\circ\text{C}$  следует пользоваться средними значениями  $\alpha_\mu$ , приведенными для кремниевых ПТ в табл. 1.5, погрешность при этом не будет превышать 20%.

Таблица 1.5

*Значения температурного коэффициента подвижности для ПТ*

Тип канала	$n$	$\alpha_\mu \cdot 10^{-3}/^\circ\text{C}$ при $T$		
		$20^\circ\text{C}$	$+20 \dots +125^\circ\text{C}$	$-80 \dots +20^\circ\text{C}$
$n$	1,5	-5,0	-4,4	-6,3
$p$	2,3	-7,7	-6,7	-9,6

Для большинства выпускаемых в настоящее время МДП-транзисторов значения коэффициента  $n$  лежат в пределах 1,0...2,0 и соответствующие значения ТКП будут [26, 28] равны  $\alpha_\mu = -(3,3 \dots 7,0) \cdot 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ .

Температурная зависимость подвижности целиком определяет зависимость удельной крутизны  $b$  от температуры, поэтому температурный коэффициент удельной крутизны  $\alpha_b$  совпадает с коэффициентом  $\alpha_\mu$  и определяется выражением (1.29).

Зависимость напряжения отсечки ПТ полностью определяется контактной разностью потенциалов  $\phi$  [29]. Величина  $\phi$  является логарифмической функцией температуры и концентрации легирующих примесей  $p$  —  $n$ -перехода, образующего ПТ. В рабочем диапазоне температур 200...400 К зависимость  $d\phi/dT$  от температуры слабая, поэтому для расчетов обычно используют значение  $d\phi/dT \approx 2,2 \text{ мВ}/^\circ\text{C}$ , погрешность при этом не превышает 15%.

Для инженерных расчетов удобно пользоваться температурным коэффициентом напряжения отсечки (ТКН)

$$\alpha_U [^\circ\text{C}^{-1}] = \frac{1}{U_{\text{отс}}} \frac{dU_{\text{отс}}}{dT} = - \frac{1}{U_{\text{отс}}} \frac{d\phi}{dT} = \frac{2,2 \cdot 10^{-3}}{U_{\text{отс}}}. \quad (1.30)$$

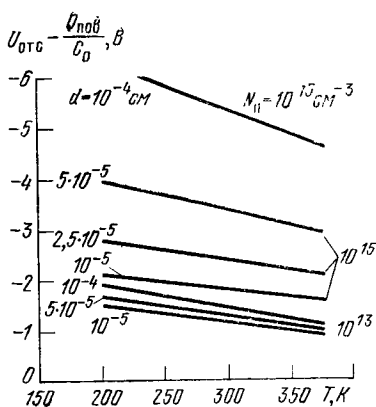


Рис. 1.15. Зависимость порогового напряжения МДП-транзистора от температуры

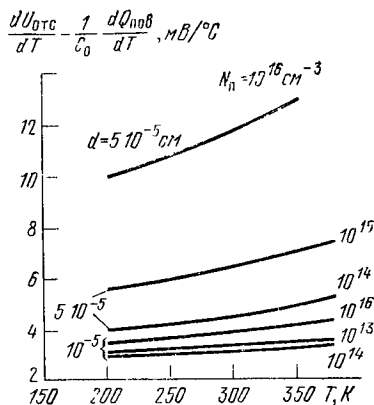


Рис. 1.16. Зависимость  $dU_{отс}/dT$  от температуры для МДП-транзистора

Зависимость порогового напряжения МДП-транзисторов полностью определяется выражением (1.16) для  $U_{отс}$ , в котором основным температурно-зависимым параметром является уровень Ферми  $\varphi_F$  [7].

В первой работе, посвященной температурным свойствам МДП-транзисторов [30], зависимость порогового напряжения от температуры определялась главным образом наличием поверхностных состояний и их температурной зависимостью. Это было связано с тем, что исследовавшиеся образцы имели очень большую плотность поверхностных состояний, достигавшую величины  $N_{пов} = 10^{13} \text{ см}^{-2}$ . Для современного уровня технологии  $N_{пов} < 5 \cdot 10^{11} \text{ см}^{-2}$ , поэтому, как было показано в работах [6, 24, 28], эквивалентный поверхностный заряд  $Q_{пов}$  по существу не зависит от температуры.

Из графиков рис. 1.15, рассчитанных по формуле (1.16) без учета заряда поверхностных состояний<sup>1)</sup>, видно, что напряжение  $U_{отс}$  практически линейно зависит от температуры в широком диапазоне изменения  $N_{п}$  и  $d$ ,

<sup>1)</sup> Разность работ выхода из металла и полупроводника  $\varphi_{м-п}$  для кремниевых приборов отрицательна и слабо зависит от температуры, концентрации примеси и геометрических размеров прибора [11].

$$\frac{dU_{отс}}{dT} - \frac{1}{C_0} \frac{dQ_{пов}}{dT}, \text{ мВ/}^\circ\text{С}$$

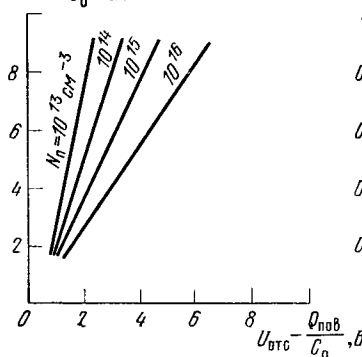


Рис. 1.17. Зависимость  $dU_{отс}/dT$  от порогового напряжения МДП-транзистора при  $T=290\text{ К}$

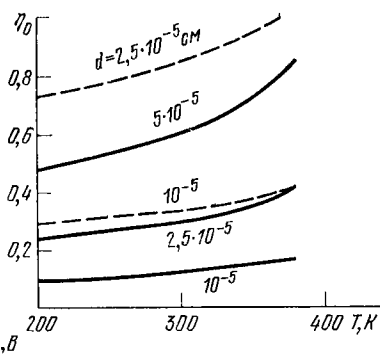


Рис. 1.18. Зависимость коэффициента влияния подложки МДП-транзистора от температуры при  $U_{п}=0$  для  $N_{п}=10^{14}\text{ см}^{-3}$  (—) и  $N_{п}=10^{15}\text{ см}^{-3}$  (---)

поэтому его температурную зависимость можно представить в виде

$$U_{отс}(T) = U_{отс}(T_0) + (dU_{отс}/dT)(T - T_0), \quad (1.31)$$

где

$$\frac{dU_{отс}}{dT} = \frac{d\varphi_F}{dT} \left( 2 + \frac{1}{C_0} \sqrt{\frac{\epsilon_0 \epsilon_{п} q N_{п}}{\varphi_F}} \right) + \frac{1}{C_0} \frac{dQ_{пов}}{dT}. \quad (1.32)$$

Из зависимостей рис. 1.16, рассчитанных по формуле (1.32) без учета влияния поверхностного заряда, видно, что в рабочем диапазоне температур с погрешностью, не превышающей 20%, можно считать, что величина  $dU_{отс}/dT$  не зависит от температуры. Для современных МДП-транзисторов значения  $dU_{отс}/dT$  лежат в пределах 2...10 мВ/°С.

Из выражений (1.16) и (1.32), не учитывая влияния поверхностного заряда, можно найти связь между величиной порогового напряжения  $U_{отс}$  и его производной  $dU_{отс}/dT$ :

$$dU_{отс}/dT = (2\varphi_F - \varphi_{м-п} + U_{отс}) (d\varphi_F/dT) / 2\varphi_F, \quad (1.33)$$

т. е. величина  $dU_{отс}/dT$  линейно зависит от величины  $U_{отс}$  и увеличивается с ее ростом (рис. 1.17).

При инженерных расчетах удобно пользоваться *температурным коэффициентом порогового напряжения*

$$\alpha_U = \frac{1}{U_{отс}} \frac{dU_{отс}}{dT} = \frac{1}{2\varphi_F} \frac{d\varphi_F}{dT} \left( \frac{2\varphi_F - \varphi_{м-п}}{U_{отс}} + 1 \right) \approx \frac{1}{2\varphi_F} \frac{d\varphi_F}{dT}. \quad (1.34)$$

Зависимость коэффициента влияния подложки МДП-транзисторов при  $U_n = 0$  определяется выражением (1.15), в котором температурно-зависимым параметром является уровень Ферми  $\varphi_F$ . Из рассчитанной по (1.15) зависимости (рис. 1.18) видно, что в рабочем диапазоне температур коэффициент  $\eta_0$  линейно меняется с изменением температуры, т. е. можно считать, что

$$\eta_0(T) = \eta_0(T_0) + (d\eta/dT)(T - T_0),$$

а величина  $d\eta/dT$ , равная

$$d\eta/dT = \eta_0(d\varphi_F/dT)/2|\varphi_F|,$$

постоянна и ее значения для различных  $N_n$  и  $d$  лежат в пределах  $(0,2 \dots 6)10^{-3}/^\circ\text{C}$ .

При напряжении подложки относительно истока, отличном от нуля, производная  $d\eta_n/dT$  согласно (1.14) будет зависеть от величины  $U_n$ :

$$\frac{d\eta_n}{dT} = -\frac{\eta_n}{2|\varphi_F|} \frac{d\varphi_F}{dT} \left( 1 - \frac{U_n}{U_n + 2|\varphi_F|} \right). \quad (1.35)$$

Из анализа выражения (1.35) следует, что с ростом напряжения  $U_n$  температурная зависимость  $\eta_n$  ослабевает и при  $U_n \gg 2\varphi_F$  (для кремниевых МДП-транзисторов  $\varphi_F \approx 0,3$  В) можно считать, что  $\eta_n$  не зависит от температуры.

**Зависимость тока стока и крутизны ПТ обусловлена** двумя факторами: изменением подвижности и контактной разности потенциалов с изменением температуры. Эти факторы вызывают температурную зависимость таких основных параметров ПТ, как максимальный ток стока  $I_{\max}$  и максимальная крутизна  $S_{\max}$  [1, 2]. При анализе температурной зависимости тока стока и крутизны рассматривают обычно только пологую область вольт-амперных характеристик ПТ. Для инженерных расчетов удобно пользоваться *температурными коэффициентами параметров*  $I_{\max}$  и  $S_{\max}$  [31], определяемыми как

$$\alpha_{I_{\max}} = (dI_{\max}/dT)/I_{\max} = \alpha_\mu + 2\alpha_U;$$

$$\alpha_{S_{\max}} = (dS_{\max}/dT)/S_{\max} = \alpha_\mu + \alpha_U.$$

Температурная зависимость тока стока и крутизны характеризуется температурными коэффициентами  $\alpha_I$  и



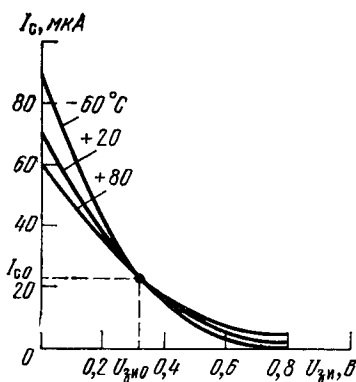


Рис. 1.19. Стокозатворная характеристика ПТ при различных температурах при  $U_{отс} = 0,9$  В

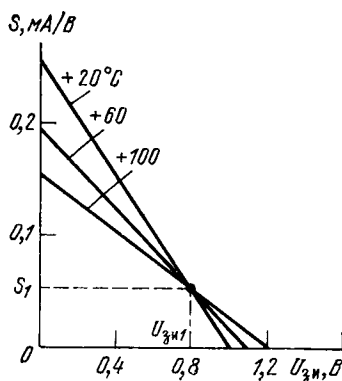


Рис. 1.20. Зависимость крутизны ПТ от напряжения затвор-исток при различных температурах при  $U_{отс} = 1$  В

$\alpha_S$ , определяемыми из выражений (1.20) и (1.22):

$$\alpha_I = \frac{1}{I_c} \frac{dI_c}{dT} = \alpha_\mu + 2\alpha_U \frac{U_{отс}}{U_{отс} - U_{зи}}; \quad (1.36)$$

$$\alpha_S = \frac{1}{S} \frac{dS}{dT} = \alpha_\mu + \alpha_U \frac{U_{отс}}{U_{отс} - U_{зи}}. \quad (1.37)$$

Очевидно, что ток стока или крутизна не зависят от температуры в том случае, если  $\alpha_I = 0$  или  $\alpha_S = 0$ <sup>1)</sup>. Соответствующие таким режимам напряжения смещения  $U_{зи0}$  (рис. 1.19) или  $U_{зи1}$  (рис. 1.20) можно найти из вы-

<sup>1)</sup> Напомним, что знаки коэффициентов  $\alpha_\mu$  и  $\alpha_U$  противоположны ( $\alpha_\mu < 0$ ;  $\alpha_U > 0$ ).

#### Значения параметров ПТ

Тип канала	$\alpha_I = 0$		
	$U_{зи0}$	$I_{c0}$	$S_0$
$n$	$U_{отс} - 0,88$ В	$0,77 I_{\max} / U_{отс}^2$	$0,88 S_{\max} / U_{отс}$
$p$	$U_{отс} - 0,56$ В	$0,33 I_{\max} / U_{отс}^2$	$0,57 S_{\max} / U_{отс}$

ражений (1.36) и (1.37):

$$U_{\text{зи0}} = U_{\text{отс}} (1 + 2\alpha_U/\alpha_\mu); \quad (1.38)$$

$$U_{\text{зи1}} = U_{\text{отс}} (1 + \alpha_U/\alpha_\mu); \quad (1.39)$$

здесь значение  $U_{\text{отс}}$  берется при  $T=20^\circ\text{C}$ .

Между величинами  $U_{\text{зи0}}$  и  $U_{\text{зи1}}$  существует простая связь:  $2U_{\text{зи1}} - U_{\text{зи0}} = U_{\text{отс}}$ , откуда следует, что при одном и том же напряжении смещения перехода затвор — исток принципиально невозможно иметь одновременно нулевые температурные дрейфы тока стока и крутизны.

Ток стока и крутизна имеют в точках стабильного тока и стабильной крутизны следующие значения:

при  $U_{\text{зи}} = U_{\text{зи0}}$

$$I_{\text{с0}} = 4I_{\text{max}} (\alpha_U/\alpha_\mu)^2; \quad S_0 = 2S_{\text{max}} (\alpha_U/\alpha_\mu); \quad (1.40)$$

при  $U_{\text{зи}} = U_{\text{зи1}}$

$$I_{\text{с1}} = I_{\text{max}} (\alpha_U/\alpha_\mu)^2, \quad S_1 = S_{\text{max}} (\alpha_U/\alpha_\mu). \quad (1.41)$$

В табл. 1.6 приведены выражения для напряжения смещения затвора, тока стока и крутизны, соответствующие стабильным рабочим точкам, определяемые через основные параметры ПТ —  $U_{\text{отс}}$ ,  $I_{\text{max}}$  и  $S_{\text{max}}$ .

Типовые значения параметров в температурно-стабильных точках для транзисторов типа КП103Ж при  $U_{\text{отс}} = 2$  В,  $I_{\text{max}} = 2,2$  мА,  $S_{\text{max}} = 2,2$  мА/В составляют:  $U_{\text{зи0}} = 1,44$  В,  $I_{\text{с0}} = 0,17$  мА,  $S_0 = 0,63$  мА/В,  $U_{\text{зи1}} = 1,72$  В,  $I_{\text{с1}} = 0,04$  мА,  $S_1 = 0,32$  мА/В.

Температурно-стабильные точки обычно соответствуют области малых токов. Как было показано выше

Таблица 1.6

в температурно-стабильных точках

$\alpha_S = 0$		
$U_{\text{зи1}}$	$I_{\text{с1}}$	$S_1$
$U_{\text{отс}} - 0,44$ В	$0,19 I_{\text{max}} / U_{\text{отс}}^2$	$0,44 S_{\text{max}} / U_{\text{отс}}$
$U_{\text{отс}} - 0,28$ В	$0,08 I_{\text{max}} / U_{\text{отс}}^2$	$0,29 S_{\text{max}} / U_{\text{отс}}$

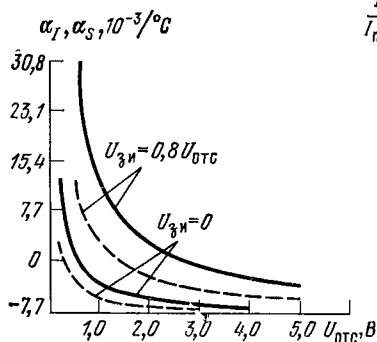


Рис. 1.21. Зависимость температурных коэффициентов  $\alpha_I$  (—) и  $\alpha_S$  (---) от напряжения отсечки ПТ при  $T = 20^\circ\text{C}$  и разных  $U_{зи}$

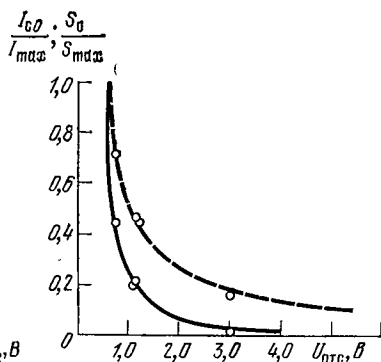


Рис. 1.22 Зависимость относительных значений тока стока (—) и крутизны (---) в температурно-стабильной точке при  $U_{зи} = U_{зи0}$  от величины напряжения отсечки

(§ 1.2), собственный коэффициент усиления ПТ по напряжению  $\kappa_u$  растет с уменьшением тока стока. Поэтому работа полевых транзисторов в указанных режимах не только улучшает температурную стабильность усилительных каскадов, но и повышает их коэффициент усиления и позволяет снизить рассеиваемую мощность благодаря уменьшению тока стока и напряжения питания [32]. Поскольку с уменьшением тока стока ухудшаются шумовые свойства транзисторов, снижается быстродействие и увеличиваются нелинейные искажения, то целесообразность использования ПТ в микрорежиме должна рассматриваться в комплексе. Основными типами схем, где микрорежим применяется наиболее часто, являются усилители постоянного тока и дифференциальные усилители.

Из анализа выражений (1.36) и (1.37) видно, что величина и знак температурных коэффициентов  $\alpha_I$  и  $\alpha_S$  определяются величиной напряжения отсечки  $U_{отс}$  и напряжения смещения  $U_{зи}$ . Например (рис. 1.19), в зависимости от величины напряжения  $U_{зи}$  температурный коэффициент тока стока может быть отрицательным ( $U_{зи} < U_{зи0}$ ), равным нулю ( $U_{зи} = U_{зи0}$ ) или положительным ( $U_{зи} > U_{зи0}$ ).

На рис. 1.21 приведены зависимости  $\alpha_I$  и  $\alpha_S$  для кремниевых ПТ с каналом  $p$ -типа от величины напря-

жения отсечки для двух значений напряжения смещения перехода затвор — исток, между которыми находится обычно рабочая точка ПТ [33]. Эти графики позволяют выбрать по заданной величине коэффициентов  $\alpha_I$  или  $\alpha_S$  приборы с требуемой величиной напряжения отсечки или решить обратную задачу: по величине  $U_{отс}$  оценить ожидаемые температурные коэффициенты тока стока и крутизны. Из графиков рис. 1.22, как и из выражений (1.40) и (1.41), видно, что соответствующие относительные значения тока стока и крутизны в температурно-стабильных точках тем больше, чем меньше величина  $U_{отс}$ . Ниже (см. § 1.5) будет показано, что и абсолютные значения тока стока и крутизны в температурно-стабильных точках тем больше, чем меньше величина напряжения отсечки. Поэтому при конструировании термостабильных усилителей на ПТ желательно использовать транзисторы с малыми напряжениями отсечки.

**Зависимость тока стока и крутизны МДП-транзисторов** обусловлена тремя факторами: изменением удельной крутизны, порогового напряжения и коэффициента влияния подложки. Ее можно охарактеризовать температурными коэффициентами  $\alpha_I$  и  $\alpha_S$ , получаемыми из выражений (1.13) и (1.17) дифференцированием  $I_c$  и  $S$  по температуре:

$$\alpha_I = \alpha_\mu - \frac{2}{U_{зи} - U_{отс}} \frac{dU_{отс}}{dT} - \frac{1}{1 + \eta} \frac{d\eta}{dT}; \quad (1.42)$$

$$\alpha_S = \alpha_\mu - \frac{1}{U_{зи} - U_{отс}} \frac{dU_{отс}}{dT} - \frac{1}{1 + \eta} \frac{d\eta}{dT}. \quad (1.43)$$

Для МДП-транзисторов, у которых величина коэффициента влияния подложки  $\eta \leq 0,3$ , можно пренебречь температурной зависимостью коэффициента влияния подложки и значения напряжений  $U_{зи0}$  и  $U_{зи1}$  определяться, как и для ПТ, по выражениям (1.38) и (1.39). Однако для МДП-транзисторов зависимость коэффициентов  $\alpha_\mu$  и  $\alpha_U$  от температуры более сильная, чем у ПТ.

**Зависимость тока затвора** может играть заметную роль только в схемах усилителей на ПТ и только в том случае, когда в цепи затвора включено достаточно большое сопротивление, порядка  $10^8 \dots 10^{10}$  Ом. Тепловой ток затвора  $I_{зт}$  обычно составляет часть полного тока затвора  $I_z$  [21]. Его температурная зависимость такая же, как в обратносмещенном  $p-n$ -переходе, т. е. [7]

$$I_{зт}(T) \approx I_{зт}(T_0) \exp(\delta \Delta T),$$

где  $I_{зт}(T_0)$  — тепловой ток затвора при комнатной температуре;  $\delta$  — коэффициент, зависящий от полупроводникового материала:  $\delta_{Ge} = (0,07 \dots 0,09)^\circ\text{C}^{-1}$ ,  $\delta_{Si} = (0,1 \dots 0,12)^\circ\text{C}^{-1}$ .

Практически можно считать, что для германиевых приборов тепловой ток затвора удваивается с ростом температуры на каждые  $10^{\circ}\text{C}$ , а для кремниевых — на каждые  $7^{\circ}\text{C}$ .

Зависимость дифференциального сопротивления канала не оказывает существенного влияния на параметры схемы, поскольку в усилительных схемах, когда полевые или МДП-транзисторы работают в пологой области ВАХ, дифференциальное сопротивление  $r_{си}$  велико, стабильность рабочей точки определяется величиной тока стока, а стабильность коэффициента усиления — крутизной. При работе в крутой области ВАХ влияние сопротивления  $r_{си}$ , определяемого выражением (1.6), возрастает. Температурная зависимость сопротивления  $r_{си}$  определяется в основном минимальным сопротивлением канала  $r_{си0} = 1/S_{\text{max}}$ . Температурный коэффициент сопротивления  $\alpha_{r0}$  можно найти из выражения (1.5):

$$\alpha_{r0} = (dr_{си0}/dT)/r_{си0} = -(\alpha_{\mu} + \alpha_U). \quad (1.44)$$

Поскольку  $\alpha_{r0} > 0$ , сопротивление канала  $r_{си0}$  увеличивается с ростом температуры.

При напряжениях отсечки или пороговых напряжениях, превышающих 2 В, на величину коэффициента  $\alpha_{r0}$  преобладающее влияние оказывает температурная зависимость подвижности носителей; в этом случае  $\alpha_{r0} \approx -\alpha_{\mu}$ . Значения коэффициента  $\alpha_{\mu}$  находятся из выражения (1.29) или из табл. 1.5. Практически можно считать, что сопротивление  $r_{си0}$  увеличивается на 5 ... 7% с ростом температуры на каждые  $10^{\circ}\text{C}$ . Эквивалентные схемы ПТ для расчета температурной нестабильности используются сравнительно редко ввиду простоты аналитического расчета температурной нестабильности. Однако эквивалентные схемы обладают большей наглядностью, чем аналитические выражения, что особенно важно при анализе достаточно сложных схем.

Приводимые в работе [34] эквивалентные схемы ПТ для постоянных составляющих токов и напряжений (рис. 1.23, а) и для расчета температурных изменений (рис. 1.23, б) пригодны в большинстве случаев и для анализа температурной нестабильности МДП-транзисторов.

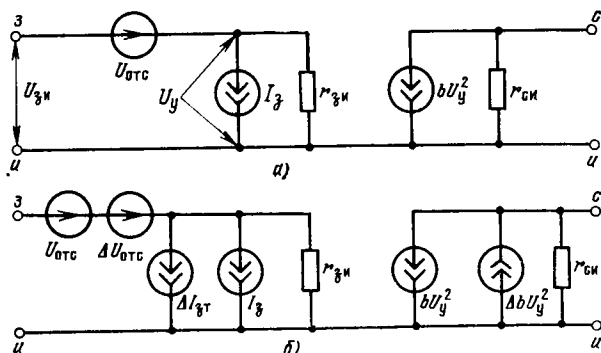


Рис. 1.23. Эквивалентная схема полевого транзистора для постоянных составляющих (а) и для приращений (дрейфа) постоянных составляющих (б)

### 1.5. Разброс параметров полевых транзисторов

Как уже отмечалось, вследствие большого разброса физических параметров ПТ, связанного с процессами эпитаксиального наращивания, диффузии и др., повторяемость характеристик полевых транзисторов много хуже, чем биполярных. Поэтому важно уметь учитывать разброс параметров ПТ, особенно при их применении в усилительных схемах. Выпускаемые в настоящее время дискретные полевые транзисторы разбиваются на группы, внутри которых разброс основных параметров  $U_{отс}$ ,  $I_{max}$  и  $S_{max}$  достигает 200% и более [37]. Вследствие этого для каждой схемы приходится либо производить регулировку режима работы ПТ, либо схемотехническим путем (ценой усложнения схемы) обеспечивать требуемую стабильность и повторяемость характеристик. Расчет схем и их характеристик на наихудший случай, когда считается, что разбросы параметров ПТ не коррелированы между собой, существенно снижает возможности схем и удорожает их стоимость. Как было показано в [35], требования к выбору параметров транзисторов и их разбросу могут быть значительно снижены, если учитывать существующую корреляцию между разбросом параметров, особенно ярко выраженную у ПТ. У МДП-транзисторов эта корреляция проявляется не так заметно, поскольку на разброс их параметров влияет гораздо больше факторов и среди них такой трудноучитываемый, как состояние поверхности полупроводника на границе с диэлектриком. Ниже рассматривается только разброс параметров ПТ.

**Корреляция между разбросами параметров ПТ.** При статистическом анализе значений основных параметров  $U_{отс}$ ,  $I_{max}$  и  $S_{max}$  для ПТ одного типа, даваемых заводом-изготовителем, в работе [35] была выявлена сильная корреляция между разбросами этих параметров. Из всех физических величин и геометрических размеров, определяющих параметры  $U_{отс}$ ,  $I_{max}$  и  $S_{max}$  (см. § 1.2) для приборов одного типа, можно считать, что основной вклад в разброс вносит изменение толщины канала<sup>1)</sup>.

<sup>1)</sup> Изменения концентрации примеси в канале  $N$  из-за отклонений в технологическом цикле (особенно температуры и времени диффузии) и различия параметров исходного полупроводникового материала (начальная концентрация, чистота поверхности и дефекты) не превышают 50%, тогда как разброс толщины канала может достигать 100% и более.

Учитывая, что при однородном распределении примеси в канале <sup>1)</sup>  $U_{отс} \sim a^2$ ,  $I_{max} \sim a^3$ ,  $S_{max} \sim a$  (см. табл. 1.1) [1, 2, 6], легко найти, что между параметрами двух транзисторов одного типа выполняются следующие соотношения:

$$\frac{I_{max1}}{I_{max2}} = \left( \frac{U_{отс1}}{U_{отс2}} \right)^{3/2}, \quad \frac{S_{max1}}{S_{max2}} = \left( \frac{U_{отс1}}{U_{отс2}} \right)^{1/2}, \quad \frac{I_{max1}}{I_{max2}} = \left( \frac{S_{max1}}{S_{max2}} \right)^3. \quad (1.45)$$

Отсюда следует, что разброс основных параметров транзисторов одного типа может быть найден по разбросу только одного из них и приборы с большим напряжением отсечки имеют и большие значения  $I_{max}$  и  $S_{max}$ .

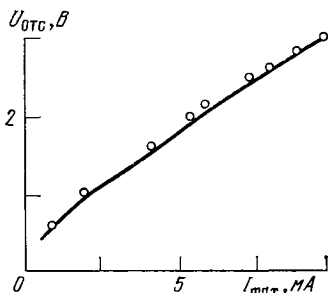


Рис. 1.24. Корреляционная зависимость между напряжением отсечки и максимальным током ПТ

На рис. 1.24 приведена типичная корреляционная зависимость между  $U_{отс}$  и  $I_{max}$  для  $n$ -канальных ПТ серии BFQ10 ... BFQ16 [36]; кружками показаны значения, вычисленные по выражению (1.45). Наличие корреляции позволяет при расчете схем значительно снизить требования к выбору параметров  $U_{отс}$ ,  $I_{max}$  и  $S_{max}$  по сравнению со случаем, когда их разброс считается независимым.

Поскольку в реальных приборах на разброс параметров влияют, хотя и в меньшей степени, и остальные факторы, то коэффициенты корреляции между параметрами  $U_{отс}$ ,  $I_{max}$  и  $S_{max}$  не равны единице. Поэтому соотношения (1.45) выполняются не для всех 100% приборов данного типа, а обычно только для 60 ... 80%. В частности, из-за разброса длины канала  $L$  на 20% отклонения тока  $I_{max}$  составляют также 20%, однако напряжение отсечки  $U_{отс}$  не меняется.

В первом приближении относительные изменения параметров связаны между собой и с изменением толщины канала соотношениями

$$\frac{\Delta I_{max}}{I_{max}} = 3 \frac{\Delta S_{max}}{S_{max}} = \frac{3}{2} \frac{\Delta U_{отс}}{U_{отс}} = 3 \frac{\Delta a}{a}. \quad (1.46)$$

<sup>1)</sup> Соотношения для линейного распределения примеси в канале можно найти в [35].

Среднеквадратичное отклонение глубины диффузии и толщины эпитаксиального слоя вдоль поверхности пластины близко к 0,5% и сравнимо с размерами прибора [10]. Следовательно, согласование  $U_{отс}$  в смежных интегральных структурах, имеющих идентичную геометрию, согласно (1.46) будет не лучше  $\pm 1\%$ , согласование  $I_{max}$  — не лучше  $\pm 1,5\%$ , а  $S_{max}$  — не лучше  $\pm 0,5\%$ . Это значит, например, что для интегральной дифференциальной пары ПТ с напряжением отсечки 5 В ожидаемое напряжение смещения нуля будет порядка 50 мВ, что по крайней мере на порядок хуже, чем разброс величины  $U_{бз}$  в биполярных транзисторах.

Как следует из выражения (1.46), при заданной величине относительного изменения  $\Delta I_{max}/I_{max}$  относительные изменения  $\Delta U_{отс}/U_{отс}$  и  $\Delta S_{max}/S_{max}$  будут существенно меньше. Поэтому подбор транзисторов с одинаковыми параметрами, в частности пар для дифференциальных усилителей, лучше всего производить по максимальному току.

Из других параметров ПТ, на которые влияет изменение толщины канала, следует отметить собственный коэффициент усиления ПТ —  $\kappa_u$ . Коэффициенты  $\kappa_u$  двух транзисторов одного типа связаны соотношением

$$\frac{\kappa_{u1}}{\kappa_{u2}} = \frac{U_{отс2}}{U_{отс1}} = \left( \frac{I_{max2}}{I_{max1}} \right)^{2/3}. \quad (1.47)$$

Отсюда следует, что приборы одного типа, имеющие большую величину напряжения отсечки и, следовательно, большие величины максимального тока стока и крутизны, имеют меньшую величину собственного коэффициента усиления, чем приборы с малыми  $U_{отс}$ .

**Положение температурно-стабильных точек при разбросе параметров ПТ.** Значения токов и крутизны в точках нулевого температурного дрейфа тока стока (1.40) и крутизны (1.41) для любых двух транзисторов одного типа так же связаны между собой, как и их основные параметры [35]:

$$\frac{I_{c01}}{I_{c02}} = \frac{I_{c11}}{I_{c12}} = \frac{S_{01}}{S_{02}} = \frac{S_{11}}{S_{12}} = \left( \frac{U_{отс2}}{U_{отс1}} \right)^{1/2}. \quad (1.48)$$

Из зависимости (рис. 1.25), соответствующей выражению (1.48), видно, что для приборов одного типа значения тока и крутизны в температурно-стабильных



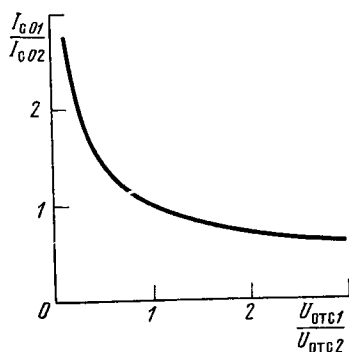


Рис. 1.25. Зависимость относительных значений тока стока и крутизны в температурно-стабильных точках от величины напряжения отсечки

точках тем больше, чем меньше величина напряжения отсечки. Поэтому при работе ПТ в этих режимах для получения наибольшего усиления сигнала (определяемого величиной крутизны в рабочей точке), необходимо использовать приборы с возможно меньшим напряжением отсечки, так как в этом случае крутизна в температурно-стабильных точках будет больше несмотря на то, что значения  $I_{\max}$  и  $S_{\max}$  при этом будут меньше.

На практике часто нельзя регулировать режим каждого индивидуального ПТ для помещения его в температурно-стабильную точку. Кроме того, иногда нельзя заранее определить положение этой точки, поскольку часто неизвестны точные значения параметров конкретного транзистора, а известны только его группа и граничные значения параметров, даваемые в справочнике. В этом случае, считая, что между параметрами ПТ имеется корреляция и они связаны соотношением (1.45), можно найти напряжения смещения  $U_{\text{зю}}$  или  $U_{\text{зи}}$ , задающие положения рабочих точек, при которых соответственно температурные дрейфы тока стока или крутизны минимальны при граничных значениях параметров ПТ данной группы [35]:

$$U_{\text{зю}} = V \overline{U_{\text{отс1}} U_{\text{отс2}}} - \frac{1}{|\alpha_{\mu}|} \left| \frac{d\varphi}{dT} \right| - \\ - \sqrt{\left( \frac{1}{\alpha_{\mu}} \frac{d\varphi}{dT} \right)^2 - V \overline{U_{\text{отс1}} U_{\text{отс2}}} (V \overline{U_{\text{отс1}}} - V \overline{U_{\text{отс2}}})^2}; \\ U_{\text{зи}} = V \overline{U_{\text{отс1}} U_{\text{отс2}}} - \frac{1}{|\alpha_{\mu}|} \left| \frac{d\varphi}{dT} \right|,$$

где  $U_{\text{отс1}}$  и  $U_{\text{отс2}}$  — граничные значения напряжений отсечки ПТ одной группы. Если  $U_{\text{отс1}} = U_{\text{отс2}} = U_{\text{отс}}$ , то эти выражения тождественно совпадают с выражениями (1.38) и (1.39).

Приведенными формулами можно пользоваться только в тех случаях, когда разность граничных значений напряжений отсечки  $U_{\text{отс1}} - U_{\text{отс2}}$  не превышает величины  $(2/\alpha_{\mu}) (d\varphi/dT)$ , составляющей для ПТ с каналом  $p$ -типа 0,56 В, а с каналом  $n$ -типа 0,88 В.

Например, для группы ПТ с каналом  $p$ -типа, имеющих граничные значения  $U_{\text{отс1}} = 2,5$  В и  $U_{\text{отс2}} = 2$  В и соответственно значения  $I_{\max1} = 1$  мА и  $I_{\max2} = 0,7$  мА, величина оптимального напряжения  $U_{\text{зю}} = 1,8$  В. Соответствующие этому напряжению смещения

температурные коэффициенты тока стока  $\alpha_I$  для  $T_1$  и  $T_2$  равны:  $\alpha_I(T_1) = -1,4 \cdot 10^{-3}/^\circ\text{C}$  и  $\alpha_I(T_2) = +14,3 \cdot 10^{-3}/^\circ\text{C}$ , а температурный дрейф тока стока равен:  $\Delta I_c(T_1) = -0,11 \Delta T$  мА/°C и  $\Delta I_c(T_2) = +0,11 \Delta T$  мА/°C. Для всех других приборов этой группы температурный дрейф тока стока будет заведомо меньше.

В тех случаях, когда разность  $|U_{отс1} - U_{отс2}| \geq |2\alpha_\mu(d\varphi/dT)|$ , как чаще всего и бывает на практике, оптимальные с точки зрения температурного дрейфа напряжения смещения следует выбирать исходя из неравенств

$$U_{отс \min}(T_0) (1 + 2\alpha_U/\alpha_\mu) < U_{зш} < U_{отс \min}(T_{\min});$$

$$U_{отс \min}(T_0) (1 + \alpha_U/\alpha_\mu) < U_{зш} < U_{отс \min}(T_{\min}),$$

где  $U_{отс \min}(T_0)$  и  $U_{отс \min}(T_{\min})$  — значения  $U_{отс}$  соответственно при комнатной и минимальной температуре.

## 1.6. Низкочастотные шумы и дрейф МДП-транзисторов

Определенное отставание в использовании МДП-транзисторов в усилительной технике по сравнению с биполярными и полевыми обусловлено в основном недостаточной стабильностью их электрических характеристик и сравнительно высокими шумами (особенно в области низких частот)<sup>1)</sup>.

Со схемотехнической точки зрения нестабильность проявляется во временном изменении (дрейфе) электрических характеристик прибора (например, у МДП-транзистора со временем меняется пороговое напряжение, в особенности при повышенной температуре и большой напряженности электрического поля в диэлектрике).

Низкочастотные шумы и дрейф порогового напряжения обусловлены ловушками в виде примесных и структурных дефектов в диэлектрике около границы Si—SiO<sub>2</sub>. Перезаряд ловушек, осуществляемый туннелированием, приводит к дрейфу, а флуктуации заполнения — к низкочастотным шумам. Зависимость дрейфа  $\Delta U_{отс}$  от времени следующая [18]:

$$\Delta U_{отс}(t) = \Delta U_{отс \max} [1 - \exp(t/\tau)], \quad (1.49)$$

<sup>1)</sup> Полевые транзисторы с управляющим  $p$ — $n$ -переходом имеют значительно меньшие шумы и дрейф по сравнению с МДП-транзисторами благодаря отсутствию подзатворного диэлектрика и, соответственно, составляющей низкочастотных шумов и дрейфа, связанной с флуктуациями заряда на границе подзатворный диэлектрик — полупроводник и в самом подзатворном диэлектрике.

где  $\Delta U_{\text{отс max}}$  — отклонение порогового напряжения от номинального значения в момент включения питания;  $\tau$  — постоянная времени установления порогового напряжения. Величина  $\tau$  обратно пропорциональна напряженности электрического поля в диэлектрике и экспоненциально увеличивается с увеличением температуры.

По мнению авторов статьи [25], между низкочастотными шумами и дрейфом МДП-транзисторов существует корреляция, обусловленная единством физического механизма.

**Составляющие шума МДП-транзистора.** В полевом транзисторе источниками теплового шума являются паразитные сопротивления стока и истока, сопротивление подложки и, главное, сопротивление канала.

Тепловой шум канала (шумом паразитных сопротивлений можно пренебречь) учитывается введением в эквивалентную схему входной цепи транзистора эквивалентного генератора теплового шума (см. рис. 1.26):

$$I_{\text{ш т}} = \sqrt{4kT\Delta f/R_{\text{шт}}} \quad (1.50)$$

где шумовое сопротивление  $R_{\text{шт}}$  в пологой области вольт-амперных характеристик определяется выражением

$$R_{\text{шт}} = \frac{2 \left( L - \sqrt{\frac{2\epsilon\epsilon_0 (U_{\text{си}} - U_{\text{зи}} + U_{\text{отс}})}{qN_{\text{п}}}} \right)}{3C_{0\mu} (W/L) (U_{\text{зи}} - U_{\text{отс}})} \quad (1.51)$$

Источником дробового шума в МДП-транзисторах на низких частотах является главным образом ток утечки затвора  $I_{\text{з ут}}$ .

Дробовой шум тока утечки затвора может быть учтен включением в эквивалентную схему генератора шумового тока

$$I_{\text{ш др}} = \sqrt{2qI_{\text{з ут}}\Delta f} \quad (1.52)$$

между точками затвора и истока. Учитывая способ включения шумового генератора, можно утверждать, что его влияние будет особенно сильным при больших значениях сопротивления в цепи затвора. Для снижения уровня этого вида дробового шума нужно повышать качество окисла в транзисторе и изоляции выводов в корпусах интегральных схем.

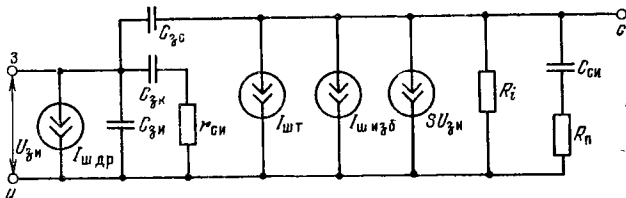


Рис. 1.26. Шумовая эквивалентная схема МДП-транзистора

Избыточный шум на эквивалентной схеме представлен генератором  $I_{ш \text{ изб.}}$ . Величина избыточного шума определяется по формуле

$$I_{ш \text{ изб.}} = \sqrt{4kT\Delta f / R_{ш \text{ изб.}}} \quad (1.53)$$

в которой эквивалентное шумовое сопротивление  $R_{ш \text{ изб.}}$  равно

$$R_{ш \text{ изб.}} = \frac{q^2}{16kT\chi C_0 WL f} [V N_{л0} + \zeta (U_{зп} - U_{отс})]^2, \quad (1.54)$$

где  $\chi \approx 2 \cdot 10^8 \text{ см}^{-1}$  — константа, характеризующая дисперсию времен релаксаций для туннельной модели захвата носителей ловушками (носители из канала путем туннелирования достигают ловушек и захватываются ими);  $N_{л0}$  — концентрация ловушек в окисле при  $U_{зп} - U_{отс} = 0$ ;  $\zeta$  — коэффициент пропорциональности в линейной аппроксимации зависимости величины  $N_{л}^{1/2}$  от напряжения между затвором и истоком:

$$N_{л}^{1/2} = N_{л0}^{1/2} + \zeta (U_{зп} - U_{отс}).$$

Из (1.54) видно, что интенсивность избыточного шума обратно пропорциональна активной площади затвора  $WL$ . Плотность ловушек  $N_{л}$  при увеличении напряжения между затвором и истоком возрастает, поэтому избыточный шум уменьшается при уменьшении напряжения между затвором и истоком.

**Зависимость шумов МДП-транзистора от рабочего режима и геометрических размеров канала.** Зависимость шумового сопротивления МДП-транзистора от частоты, режима работы и геометрических размеров канала удобно представить, воспользовавшись таким параметром, как удельное шумовое сопротивление  $r_{ш}$ . Под этим параметром будем понимать шумовое сопротивление, отнесенное к единице ширины канала:

$$r_{ш} = R_{ш} W. \quad (1.55)$$

Тогда

$$r_{ш} = \frac{2L}{3C_{0л} (U_{зп} - U_{отс})} + \frac{q^2}{16kT\chi C_0^2 L f} \times \\ \times [N_{л0}^{1/2} + \zeta (U_{зп} - U_{отс})]^2. \quad (1.56)$$

Если не принимать во внимание дробовой шум (в связи с малым током затвора), то можно утверждать, что в диапазоне низких частот преобладает избыточный шум со спектром  $1/f$ , а на высоких частотах — тепловой шум канала. Эти шумы по-разному зависят от напряжения между затвором и истоком и поэтому, изменяя режим работы транзистора, можно менять соотношение между ними.

Если зафиксировать частоту и увеличивать напряжение на затворе, то компонент избыточного шума в общем шуме транзистора будет возрастать, а компонент

теплового шума — уменьшаться. При некотором промежуточном значении  $U_{зи}$  кривая зависимости  $r_{ш}$  от  $U_{зи}$  при  $f = \text{const}$  претерпевает минимум.

Для определения минимального значения  $r_{ш}$  приравняем нулю частную производную  $\partial r_{ш} / \partial U_{зи}$ , и тогда оптимальное значение напряжения между затвором и истоком

$$(U_{зи} - U_{отс})_{\text{опт}} = \sqrt{\frac{N_{л0}^{1/2}}{2\xi}} \sqrt{\left(\frac{N_{л0}^{1/2}}{2\xi}\right)^2 - \frac{16kT\chi C_0 L^2 f}{3\mu q^2 \xi^2}}. \quad (1.57)$$

Из (1.57) следует, что оптимальное значение напряжения между затвором и истоком  $(U_{зи} - U_{отс})_{\text{опт}}$  с увеличением длины канала  $L$  и частоты  $f$  возрастает, а от ширины канала не зависит совсем. Поэтому при увеличении частоты и длины канала минимум зависимости  $r_{ш}$  от  $(U_{зи} - U_{отс})$  смещается в сторону более отрицательных значений напряжения между затвором и истоком независимо от ширины канала.

Длина канала  $L$  тоже по-разному влияет на тепловой и избыточный шум, и при изменении  $L$  также наблюдается оптимум шумового сопротивления  $r_{ш}$ . При малых  $1/f$  суммарный шум на выходе транзистора велик из-за составляющей  $1/f$  шума. Поэтому, уменьшая  $L$ , можно увеличивать вклад избыточного шума по сравнению с тепловым и наоборот. При некотором оптимальном значении длины канала  $L_{\text{опт}}$  составляющие теплового и избыточного шумов становятся равными и кривая зависимости  $r_{ш}$  от  $L$  претерпевает минимум. Оптимальная длина канала определяется из уравнения

$$\partial r_{ш} / \partial L = 0, \quad (1.58)$$

откуда

$$L_{\text{опт}} = \sqrt{\frac{3q^2 N_{л0}^{1/2} (U_{зи} - U_{отс})}{32kT\chi C_0 f}}, \quad (1.59)$$

а оптимальное значение шумового сопротивления получается подстановкой (1.59) в (1.56):

$$r_{ш \text{ опт}} = \frac{q}{C_0} \left( \frac{N_{л0}^{1/2}}{\sqrt{U_{зи} - U_{отс}}} + \xi \sqrt{U_{зи} - U_{отс}} \right) \times \\ \times \sqrt{\frac{3}{32kT\chi C_0 f \mu}}. \quad (1.60)$$

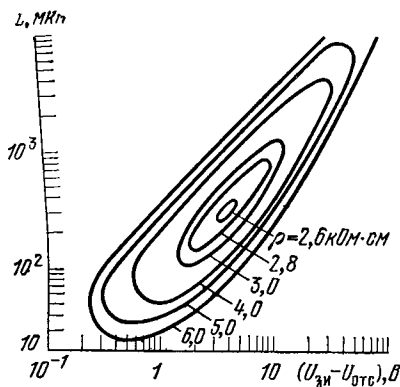


Рис. 1.27. Контурь неизменного сопротивления шума  $r_{ш}$  для МДП-транзистора с  $W=10^4$  мкм,  $N_{ло}^{1/2}=0,8 \cdot 10^8$  см $^{-3/2}$ ,  $f=10^3$  Гц

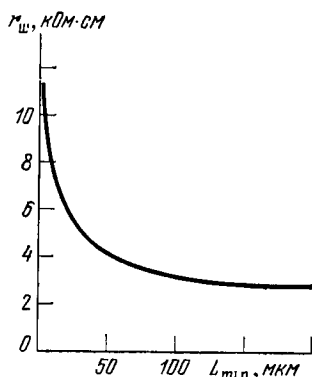


Рис. 1.28. Зависимость сопротивления шума МДП-транзистора от длины канала  $L$  при  $f=10^3$  Гц,  $N_{ло}^{1/2}=0,8 \cdot 10^8$  см $^{-3/2}$ ,  $\zeta=0,2 \cdot 10^8$  см $^{-3} \cdot В^{-1}$

Факт существования оптимальных значений длины канала и напряжения на затворе имеет большое значение при проектировании интегральных схем, так как позволяет выбрать оптимальные размеры и режим работы МДП-транзисторов, обеспечивающие минимальные шумы. Оптимальная длина канала  $L_{опт}$  является функцией удельной емкости окисла  $C_0$  и частоты  $f$ .

Итак, шумовое сопротивление, определяемое выражением (1.60), представляет собой функцию переменных  $L$  и  $(U_{зи} - U_{отс})$ , при изменении каждой из которых наблюдается ее минимум. Наименьшее из возможных значений шумового сопротивления  $r_{ш min}$ , которое можно получить при одновременном варьировании напряжения на затворе и длины канала, определяется по формуле

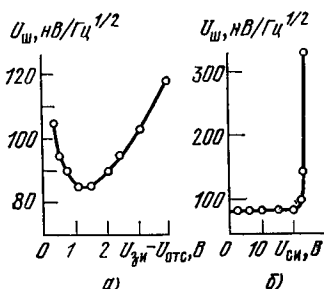


Рис. 1.29. Типичные зависимости спектральной плотности напряжения шума МДП-транзистора от напряжения на затворе (а) и от напряжения на стоке (б)

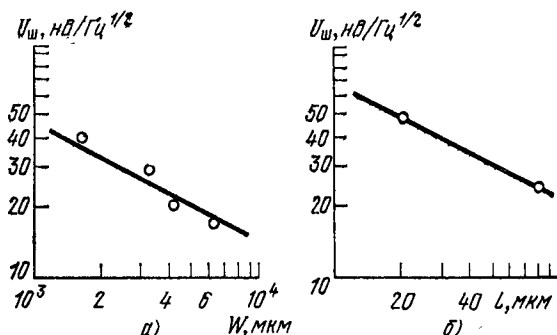


Рис. 1.30. Зависимости спектральной плотности напряжения избыточного шума МДП-транзисторов от ширины канала при  $L=40$  мкм (а) и от длины канала при  $W=2000$  мкм (б):

$\rho=7,5$  Ом·см,  $\langle 100 \rangle$ ,  $U_{си}=-6$  В,  $U_{зи}-U_{отс}=4$  В,  $f=1$  кГц

$$r_{ш \min} = \frac{5q}{C_0} \sqrt{\frac{\xi N_{п0}^{1/2}}{24kT\chi C_0 \mu f}} \quad (1.61)$$

На рис. 1.27. изображено семейство кривых равных значений  $r_{ш}$  в системе координат  $L$  и  $(U_{зи}-U_{отс})$ . Эти кривые замкнуты, поэтому каждому фиксированному  $r_{ш}$  соответствуют одно минимальное и одно максимальное значение длины канала. Наибольший интерес представ-

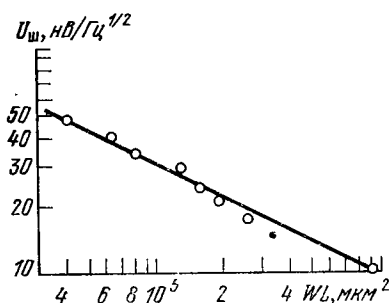


Рис. 1.31. Зависимость спектральной плотности напряжения шума МДП-транзистора от активной площади канала:

$\rho=7,5$  Ом·см,  $\langle 100 \rangle$ ,  $U_{си}=-6$  В,  $U_{зи}-U_{отс}=4$  В,  $f=1$  кГц

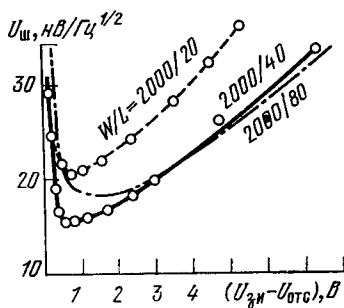


Рис. 1.32. Зависимости спектральной плотности напряжения шума от приращения напряжения на затворе МДП-транзисторов с различным соотношением  $W/L$ :

$\rho=7,5$  Ом·см,  $\langle 100 \rangle$ ,  $U_{си}=-6$  В,  $f=1$  кГц

ляют минимальные значения  $L_{\text{min}}$ , так как при них транзистор с заданными сопротивлениями  $r_{\text{ш}}$  занимает наименьшую площадь. Как видно из зависимости  $r_{\text{ш}}$  от  $L_{\text{min}}$  (рис. 1.28), при увеличении  $L_{\text{min}}$  оптимальное значение шумового сопротивления сначала уменьшается быстро, а потом медленно.

Отсюда следует, что, начиная с некоторого значения, дальнейшее увеличение длины канала становится нецелесообразным.

Типичные зависимости спектральной плотности шума от размеров канала, величин напряжений  $U_{\text{зи}}$  и  $U_{\text{си}}$ , удельного сопротивления подложки и толщины подзатворного окисла представлены на рис. 1.29—1.33.

Анализ приведенных зависимостей позволяет отметить следующие особенности, которые нужно учитывать при проектировании мал шумящих МДП-транзистора и ИС на их основе:

- переход от ориентации кремниевых пластин  $\langle 111 \rangle$  к ориентации  $\langle 100 \rangle$  приводит к снижению спектральной плотности напряжения шума МДП-транзистора приблизительно вдвое;

- для обеспечения низкого уровня шумов МДП-транзистора напряжение затвора необходимо выбрать таким, при котором на средней частоте рабочего диапазона обеспечивается оптимум по шуму, а стоковое напряжение должно быть значительно меньше пробивного;

- с увеличением удельного сопротивления материала подложки собственный шум МДП-транзистора понижается;

- при уменьшении глубины диффузии областей стока и истока МДП-транзисторов при прочих равных условиях уровень шума понижается;

- спектральная плотность напряжения шума МДП-транзистора снижается с уменьшением толщины окисла затвора. Ограничением уменьшения толщины

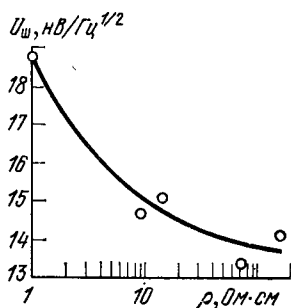


Рис. 1.33. Зависимость спектральной плотности напряжения шума от удельного сопротивления материала подложки МДП-транзистора



окисла является пробивное напряжение затвора. При уменьшении толщины окисла в  $n$  раз составляющая спектральной плотности напряжения избыточного шума уменьшается в такое же число раз, а теплового — в  $\sqrt{n}$  раз;

— для уменьшения избыточного шума необходимо увеличивать активную площадь канала  $WL$ .

## Типовые усилительные каскады на полевых транзисторах

### 2.1. Режим работы полевого транзистора

**Схемы включения.** По аналогии с лампами и биполярными транзисторами полевые транзисторы в усилительных схемах могут включаться тремя способами [1—7, 38—40]: с общим истоком, с общим стоком и общим затвором (рис. 2.1). Схема с общим истоком (ОИ) является аналогом лампового каскада с общим катодом и схемы на биполярном транзисторе с общим эмиттером. Схема с общим стоком (аналог — катодный и эмиттерный повторители) характеризуется высоким входным и низким выходным сопротивлениями, отсутствием усиления по напряжению и поворота фазы. Схема с общим затвором, как и схемы с общей сеткой и общей базой, не изменяет полярности усиливаемого сигнала, обладает малым входным сопротивлением и малой емкостью между входом и выходом. Схемы с общим истоком и общим стоком являются основными.

**Выбор рабочей точки.** Рабочая точка ПТ характеризуется совокупностью напряжения сток — исток и тока стока в режиме покоя (отсутствия сигнала). Рабочую точку ПТ для усилительных каскадов выбирают по тем же правилам, что и для ламп и биполярных тран-

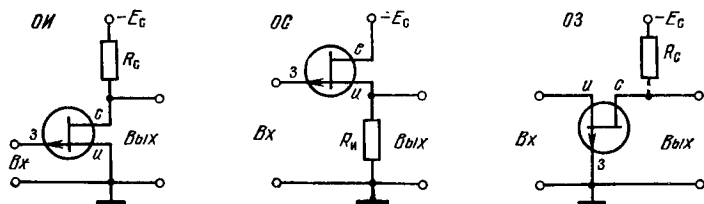


Рис. 2.1. Способы включения полевых транзисторов в усилительных схемах с каналом *p*-типа

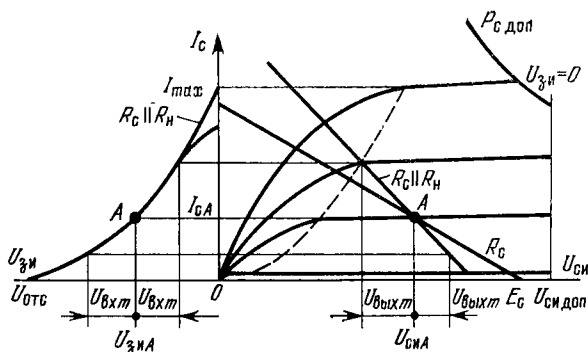


Рис. 2.2. Выбор рабочей точки ПТ по вольт-амперным характеристикам

зисторов [1—3, 7, 39, 40]. К специфическим особенностям ПТ относится выбор режима с термостабильной рабочей точкой, на котором мы остановимся отдельно.

Проиллюстрируем выбор рабочей точки для случая ПТ. На рис. 2.2 показано семейство выходных и проходных вольт-амперных характеристик. Через рабочую точку  $A$  проходят линии нагрузки — статическая  $R_c$ , определяемая из уравнения  $E_c = I_c R_c + U_{сн}$ , и динамическая  $R_c || R_n$ . Проходная (стокзатворная) характеристика построена для динамической линии нагрузки. Напряжение и ток в рабочей точке выбираются исходя из максимальных значений выходного напряжения  $U_{вх м}$  и выходного тока  $I_{вх т}$ :  $U_{сн A} > U_{вх т}$ ,  $I_{с A} > I_{вх т}$ . Во избежание пробоя или перегрева ПТ рабочая точка должна удовлетворять условиям  $U_{сн} < U_{сн доп}$ ,  $U_{сн} I_c < P_{с доп}$ .

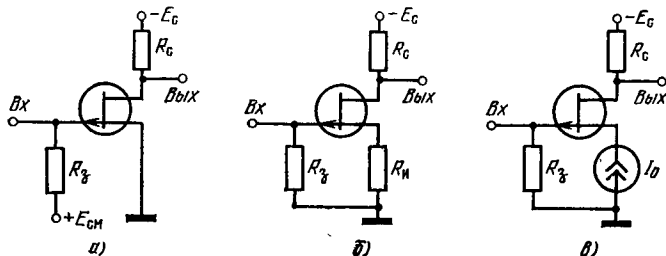


Рис. 2.3. Схемы задания режима в усилительных каскадах на ПТ с помощью источника внешнего смещения (а), автоматического смещения (б), генератора неизменного тока (в)

**Схемы задания режима.** На рис. 2.3,а показана схема, обеспечивающая режим каскада ОИ для ПТ с каналом  $p$ -типа при помощи источника внешнего смещения<sup>1)</sup>. Достоинством схемы является ее простота. Недостатком — отсутствие стабилизации рабочей точки. Простейший вариант этой схемы, когда  $E_{см}=0$ , обычно применяется при однополярных (в данном случае — положительных) сигналах на входе<sup>2)</sup>.

В типовой схеме каскада ОИ, обеспечивающей стабильный режим (схема с автоматическим смещением, рис. 2.3,б), напряжение смещения в рабочей точке  $U_{зиА}=I_{сА}R_{и}$ . Для повышения стабильности каскада необходимо увеличивать сопротивление  $R_{и}$ . Верхний предел  $R_{и}$  ограничен напряжением источника питания. В высокостабильных усилителях широкое применение находят схемы с генераторами неизменного тока (рис. 2.3,в), в которых роль  $R_{и}$  выполняет активный элемент (например, БТ с общей базой или второй ПТ).

Для МДП-транзисторов схемы, обеспечивающие режим каскада, в основном те же, что и для ПТ [5, 6, 38]. МДП-транзисторы со встроенным каналом могут работать при отрицательном, положительном и нулевом напряжении на затворе. В схемах на МДП-транзисторах с индуцированным каналом полярности напряжений на стоке и затворе относительно истока совпадают. Поэтому для задания режима можно использовать один источник питания, подавая напряжение на затвор с помощью делителя от  $E_c$  (рис. 2.4,а) или со стока (рис. 2.4,б). Во втором случае стабильность рабочей точки выше из-за действия обратной связи.

**Влияние разброса параметров ПТ на стабильность рабочей точки.** Разброс параметров транзисторов, а также их временной и температурный дрейфы приводят к несовпадению расчетной и экспериментальной рабочих точек. Как известно, параметры ПТ даже в пределах одной группы имеют разброс, достигающий 200% и более. Это приводит к тому, что для одной и той же схемы

---

<sup>1)</sup> При ПТ с каналом  $n$ -типа полярность питающего напряжения изменится на противоположную

<sup>2)</sup> В принципе схема может усиливать и двухполярные сигналы с амплитудой  $\leq 0,5$  В (при этом  $p$ — $n$ -переход затвор — канал еще не смещается в прямом направлении). Однако при напряжениях отпирающей полярности начинает снижаться входное сопротивление ПТ, что не всегда приемлемо.

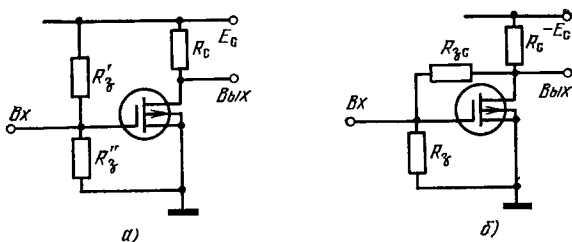


Рис. 2.4. Схема задания режима в усилительных каскадах на МДП-транзисторах с индуцированным каналом с помощью источника внешнего смещения (а) и обратной связи (б)

усилителя при замене транзистора прибором того же типа и группы параметры каскада, в частности коэффициент усиления, могут существенно измениться. При этом, так как крутизна ПТ зависит от положения рабочей точки (тока стока, см. § 1.2), ее величина изменится не только из-за разброса максимальной крутизны  $S_{\max}$ , но и из-за смещения положения рабочей точки, связанного с разбросом остальных параметров. Влияние разброса параметров ПТ уменьшается введением в каскад отрицательной обратной связи, что позволяет также стабилизировать положение рабочей точки и коэффициент усиления.

Из рассмотренных в этом параграфе схем задания режима наилучшей стабильностью рабочей точки обладает схема с генератором тока (рис. 2.3, в), позволяющая практически полностью исключить изменение крутизны, связанное с изменением положения рабочей точки, так как ток стока в схеме постоянен и не зависит от разброса параметров ПТ. Поэтому значение крутизны в рабочей точке определяется только величиной  $S_{\max}$ .

Как показано в работе [35], при задании режима с помощью источника смещения (рис. 2.3, а) изменение крутизны в рабочей точке из-за разброса параметров ПТ будет тем меньше, чем меньше величина напряжения  $E_{\text{см}}$ . При заданном токе  $I_c$  крутизна в рабочей точке больше у приборов с меньшей величиной  $I_{\max}$  (а следовательно, и с меньшей величиной  $U_{\text{отс}}$  и  $S_{\max}$ ). Поэтому для получения максимального усиления в каскадах, в которых режим задан с помощью генератора неизменного тока, следует брать транзисторы из групп с меньшими величинами  $U_{\text{отс}}$ ,  $I_{\max}$  и  $S_{\max}$  [35].

## 2.2. Параметры в установившемся режиме и переходные процессы в простейших усилительных каскадах

В данном параграфе рассмотрены параметры установившегося и переходного режимов для схем с общим истоком и общим стоком, имеющих наибольшее практическое значение. В приводимых здесь и ниже (гл. 3, 4) принципиальных схемах усилителей с использованием полевых транзисторов в равной мере, за исключением специально оговариваемых случаев, могут быть применены ПТ и МДП-транзисторы. Для конкретности рассматриваются схемы, использующие ПТ.

**Усилитель с общим истоком.** На принципиальной схеме каскада ОИ (рис. 2.5)  $U_r$  — напряжение холостого хода генератора входных сигналов (датчика);  $R_r$  — его внутреннее сопротивление;  $R_n$  — сопротивление нагрузки;  $C_n$  — блокирующий конденсатор. В малосигнальной эквивалентной схеме рассматриваемого каскада (рис. 2.6) усилительные свойства ПТ отражены генератором тока  $SU_{зи}$  ( $U_{зи}$  — напряжение затвор — исток) с внутренним сопротивлением  $r_{си}$  (сопротивление канала). В этой же схеме показаны межэлектродные емкости  $C_{зс}$ ,  $C_{зи}$ ,  $C_{си}$ , учет которых необходим при рассмотрении каскада в области малых времен (высших частот)<sup>1)</sup>.

Рассмотрим установившийся режим схемы ОИ. Идентичность эквивалентных схем каскадов на электронной

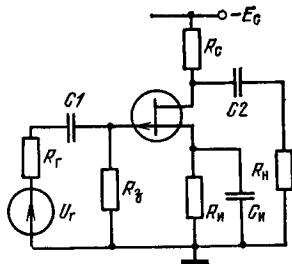


Рис. 2.5. Схема усилительного каскада с общим истоком

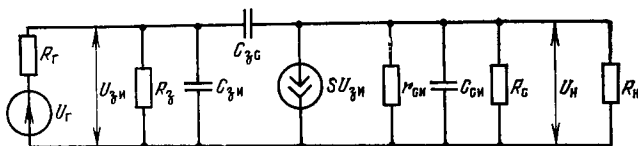


Рис. 2.6. Эквивалентная схема усилительного каскада с общим истоком для установившегося режима в области малых времен

<sup>1)</sup> Емкости источника сигналов  $C_r$  и нагрузки  $C_n$  не показаны на эквивалентной схеме. При необходимости они могут быть легко учтены.

лампе и полевом транзисторе позволяет сразу написать основные характеристики схемы [60].

При проектировании усилителей напряжения стремятся реализовать во входной цепи соотношение  $R_3 \gg R_T$ <sup>1)</sup>. Кроме того, для большинства практических схем справедливо неравенство  $r_{си} \gg R_c \parallel R_H$ . С учетом этого формула для коэффициента усиления по напряжению примет вид

$$K_U = U_H / U_T \approx S(R_c \parallel R_H). \quad (2.1)$$

Коэффициент усиления по напряжению с учетом резистора  $R_3$  и сопротивления  $r_{си}$  имеет вид<sup>2)</sup>

$$K_U = [R_3 / (R_T + R_3)] S r_{си} \parallel R_c \parallel R_H. \quad (2.2)$$

При  $R_T = 0$ ,  $R_c \parallel R_H \rightarrow \infty$  коэффициент усиления достигает предельной величины

$$K_{U \text{ пред}} = \kappa_U = S r_{си},$$

где  $\kappa_U$  — статический коэффициент усиления транзистора.

*Входное сопротивление* рассматриваемого каскада определяется практически сопротивлением резистора  $R_3$ , так как входное сопротивление собственно ПТ в установившемся режиме значительно превышает эту величину.

*Выходное сопротивление* каскада

$$R_{\text{вых}} = r_{си} \parallel R_c \approx R_c.$$

Переходные процессы в усилителях на полевых транзисторах в области малых времен могут быть описаны с применением формул для расчета аналогичных ламповых каскадов на триодах с учетом искажения сигнала во входной цепи.

Переходная характеристика  $h(p)$  для простейших усилительных каскадов на ПТ в области малых времен имеет вид [41]

$$h(p) = (1 + p\tau_{экв} + p^2\tau_{экв}^2 m)^{-1}, \quad (2.3)$$

<sup>1)</sup> В схемах с высокоомными датчиками сигнала это соотношение не всегда удастся реализовать (особенно в случае ПТ) из-за ограничений, накладываемых на величину сопротивления  $R_3$  током затвора ПТ.

<sup>2)</sup> Сопротивление  $r_{си}$  шунтирует резистор  $R_c$ . Аналогично ламповым каскадам в итоге этого несколько уменьшается коэффициент усиления каскада, а в схемах с обратной связью (ОС) — глубина ОС. Для простоты в дальнейших расчетах усилителей с применением ПТ влияние сопротивления  $r_{си}$  не учитывается. При необходимости строгие формулы можно найти в работах [41, 83, 86, 89].

где  $\tau_{\text{экв}} = \tau_{\text{вх}} + \tau_{\text{вых}}$  — постоянная времени каскада;  $m = \tau_{\text{вх}}^0 \times \tau_{\text{вых}} / \tau_{\text{экв}}^2$  — коэффициент режима;  $\tau_{\text{вх}}$  и  $\tau_{\text{вых}}$  — постоянные времени входной и выходной цепей каскада.

Формула (2.3) не учитывает сквозную передачу сигнала через емкости  $C_{\text{зс}}$  (в схеме с общим истоком) и  $C_{\text{си}}$  (в схеме с общим стоком): в подавляющем большинстве практических схем эта передача пренебрежимо мала [41]. Для рассматриваемого каскада имеют место следующие соотношения<sup>1)</sup>:

$$\tau_{\text{вх}} = R_{\text{г}}[C_{\text{зи}} + C_{\text{зс}}(1 + K_{\text{У}}^0)]; \quad \tau_{\text{вых}} = (R_{\text{с}} \parallel R_{\text{н}})(C_{\text{зс}} + C_{\text{си}});$$

$$\tau_{\text{вх}}^0 = R_{\text{г}}[C_{\text{зи}} + C_{\text{зс}}C_{\text{си}}/(C_{\text{зс}} + C_{\text{си}})]; \quad K_{\text{У}}^0 = K_{\text{У}}(R_{\text{г}} = 0).$$

Как и в ламповых каскадах, эффект увеличения емкости затвор — сток  $C_{\text{зс}}(1 + K_{\text{У}}^0)$  называют также эффектом Миллера.

Поскольку в данном каскаде всегда  $m < 0,25$ , т. е. возможен только апериодический режим без выбросов, то время нарастания фронта выходного импульса можно определять по известной формуле Элмора:

$$t_{\text{н}} = 2,2\tau_{\text{экв}} \sqrt{1 - 2m} \approx 2\tau_{\text{экв}}.$$

Импульсная добротность ПТ по аналогии с лампами определяется как  $D_{\text{ПТ}} = S/2,2(C_{\text{зс}} + C_{\text{си}})$ . В табл. 2.1 при-

Таблица 2.1

*Импульсные добротности полевых транзисторов, биполярных транзисторов и ламп*

Добротность	Полевые транзисторы		Биполярные транзисторы		Лампы	
	КП103К	КП305Д	П27А	П411	6Н2П	6Ж1П
$D, \text{ мкс}^{-1}$	340	4500	70	3 000	260	3 600

ведены значения импульсных добротностей ПТ отечественного производства и для сравнения — добротности некоторых БТ и ламп [41]. Данные таблицы свидетельствуют о том, что добротности современных отечественных ПТ находятся на одном уровне с добротностями БТ и ламп<sup>2)</sup>.

<sup>1)</sup> В приводимых здесь формулах постоянных времени с целью упрощения расчетов не учитывается шунтирующее действие резистора  $R_{\text{з}}$  во входной цепи —  $(R_{\text{г}} \parallel R_{\text{з}})$  и сопротивления  $r_{\text{си}}$  в выходной цепи —  $R_{\text{с}} \parallel R_{\text{н}} \parallel r_{\text{си}}$ .

<sup>2)</sup> Добротность ламп определялась по формуле  $D_{\text{л}} = S/2,2(C_{\text{са}} + C_{\text{ак}})$ , где  $C_{\text{са}}$  и  $C_{\text{ак}}$  — емкости сетка — анод и анод — катод, а  $S$  — крутизна лампы. Добротность БТ [42] находилась в соответствии с выражением  $D_{\text{БТ}} = \beta/2,2C_{\text{н}}(1 + \beta)(r_{\text{б}} + r_{\text{э}})$ , где  $\beta$  — коэффициент усиления тока базы БТ;  $C_{\text{н}}$  — емкость коллекторного перехода;  $r_{\text{б}}$  и  $r_{\text{э}}$  — сопротивления базы и эмиттерного перехода.



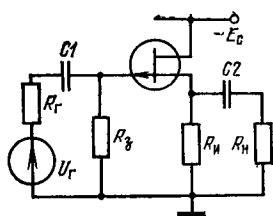


Рис. 2.7. Схема каскада с общим стоком (источковый повторитель)

Искажения формы сигнала в области больших времен вызываются входной и выходной цепями, а также истоковой цепью (при наличии в схеме элементов  $R_{\text{н}}-C_{\text{н}}$ ). Спад плоской вершины импульса  $\delta_{\text{с}}$ , как обычно, определяется суммой спадов, вызываемых отдельными цепями:  $\delta_{\text{с}} = \delta_1 + \delta_2 + \delta_{\text{н}}$ , где  $\delta_1 = t_{\text{н}}/\tau_1$ ;  $\delta_2 = t_{\text{н}}/\tau_2$ ;  $\delta_{\text{н}} = t_{\text{н}}/\tau_{\text{н}}$  ( $t_{\text{н}}$  — длительность импульса). Постоянные времени входной, выходной и

истоковой цепей в области больших времен находятся из формул

$$\tau_1 = (R_{\text{Г}} + R_{\text{з}}) C_1, \quad \tau_2 = (R_{\text{с}} + R_{\text{н}}) C_2, \quad \tau_{\text{н}} = (R_{\text{н}} \parallel 1/S) C_{\text{н}}.$$

**Истоковый повторитель (каскад с общим стоком)** показан на рис. 2.7, а его эквивалентная схема — на рис. 2.8.

По аналогии с катодным повторителем коэффициент передачи, входное и выходное сопротивления истокового повторителя определяются формулами [60]

$$K_U = \frac{R_{\text{з}}}{R_{\text{Г}} + R_{\text{з}}} \frac{S(R_{\text{н}} \parallel R_{\text{н}})}{1 + S(R_{\text{н}} \parallel R_{\text{н}})} \approx \frac{S(R_{\text{н}} \parallel R_{\text{н}})}{1 + S(R_{\text{н}} \parallel R_{\text{н}})},$$

$$R_{\text{вх}} = R_{\text{з}}, \quad R_{\text{вых}} = R_{\text{н}} \parallel 1/S \approx 1/S.$$

Для современных ПТ величина выходного сопротивления повторителя находится в пределах сотен ом — единиц килоом.

Постоянные времени для переходной характеристики повторителя в области малых времен (2.3) с учетом неравенства  $C_{\text{н}} \gg C_{\text{згн}} + C_{\text{ас}}$  описываются следующими выражениями:

$$\tau_{\text{кв}} = \tau_{\text{вх}} + \tau_{\text{вых}};$$

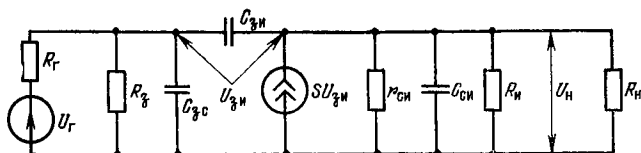


Рис. 2.8. Эквивалентная схема истокового повторителя для установившегося режима в области малых времен

$$\tau_{вх} = R_r [C_{зи}(1 - K^0_{0r}) + C_{зс}] \approx R_r [C_{зи}/(1 + SR_n) + C_{зс}];$$

$$\tau_{вых} = (R_n \| 1/S) C_n \approx C_n/S;$$

$$\tau^0_{вх} = R_r (C_{зи} + C_{зс}).$$

Анализ коэффициента  $m$  истокового повторителя показывает, что в процессе его работы могут наблюдаться случаи, когда  $m < 0,25$ ,  $m = 0,25$  и  $m > 0,25$ . Следовательно, как и в эмиттерных повторителях, возможны три режима — аperiodический, критический и колебательный. Время нарастания фронта в первых двух режимах можно определить по формуле [60]

$$t_n = 2,2\tau_{экв} \sqrt{1 - 2m} \approx 2\tau_{экв}.$$

### 2.3. Температурный дрейф простейших усилительных каскадов

**Усилитель с общим истоком.** Температурный дрейф однокаскадных усилителей практически полностью определяется температурным дрейфом собственно полевого транзистора. Температурная нестабильность резисторов и конденсаторов, входящих в схему, в большинстве случаев может не учитываться. Поэтому, зная температурные коэффициенты тока стока и крутизны [см. (1.36) и (1.37) для ПТ и (1.42) и (1.43) для МДП-транзисторов], легко определить температурный дрейф выходного тока и коэффициента усиления каскада с общим истоком (рис. 2.3,а):

$$\Delta I = I_c(T_0) \alpha_I \Delta T; \quad (2.4a)$$

$$\Delta K_U = K_U(T_0) \alpha_S \Delta T. \quad (2.4б)$$

Важным параметром усилителей постоянного тока (а таковыми являются, как правило, интегральные усилители) является *приведенный ко входу температурный дрейф* выходного напряжения. Этот параметр определяется как напряжение на входе схемы, вызывающее такое же изменение выходного напряжения (или тока), как и изменение температуры на один градус. Для каскада ОИ на ПТ приведенный температурный дрейф равен [31]

$$U_{др} = \frac{\Delta I}{S \Delta T} = \frac{\alpha_\mu}{2} (U_{отс} - U_{зи}) + \frac{dU_{отс}}{dT}, \quad (2.5)$$

или с использованием выражения (1.38)

$$U_{др} = \alpha_\mu (U_{зис} - U_{зи})/2,$$

где  $U_{зис} = E_{см}$  (рис. 2.3,а).

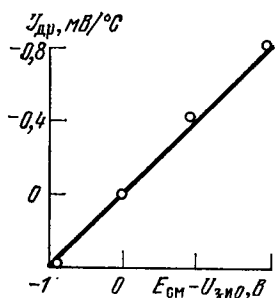


Рис. 2.9. Зависимость температурного дрейфа каскада ОИ, приведенного ко входу, от напряжения смещения

Типичная зависимость приведенного дрейфа  $U_{др}$  от напряжения смещения для каскада на ПТ типа КП101 показана на рис. 2.9. Как видно из выражения (2.5) и рис. 2.9, величина  $U_{др}$  линейно меняется с изменением напряжения затвор — исток и в зависимости от этого напряжения может быть положительной, отрицательной или равной нулю (при  $E_{см} = U_{зи0}$ ).

**Пример.** Для схемы ОИ на ПТ типа КП103Ж, имеющего  $U_{отс} = 2$  В,  $I_{max} = 2.2$  мА,  $S_{max} = 2.2$  мА/В и  $\alpha_u = -7.7 \times 10^{-3}/^\circ\text{C}$ ,  $dU_{отс}/dT = 2.2$  мВ/ $^\circ\text{C}$ , из формул (2.4а, б) и (2.5) можно найти, что при  $R_c = 5$  кОм с увеличением температуры от  $+20$  до  $+80^\circ\text{C}$  ( $\Delta T = 60^\circ\text{C}$ ), в зависимости от величины напряжения  $U_{зи}$ , параметры усилителя будут следующими:

при  $U_{зи} = 0$  В  
 $I_c(T_0) = 2.2$  мА;  $K_U(T_0) = 11$ ;  $\Delta I = -0.7$  мА;  $\Delta K_U = -4.4$ ;  
 $U_{др} = -5.5$  мВ/ $^\circ\text{C}$ ;

при  $U_{зи} = 1.6$  В  
 $I_c(T_0) = 90$  мкА;  $K_U(T_0) = 2.2$ ;  $\Delta I = +18$  мкА;  $\Delta K_U = -0.3$ ;  
 $U_{др} = +0.66$  мВ/ $^\circ\text{C}$ ;

при  $U_{зи} = U_{зи0} = 1.44$  В  
 $I_c(T_0) = 0.17$  мА;  $K_U(T_0) = 3.15$ ;  $\Delta I = 0$ ;  $\Delta K_U = -0.7$ ;  $U_{др} = 0$ .

Для каскада ОИ на МДП-транзисторе при нулевом напряжении на подложке относительно истока ( $U_{п} = 0$ ) приведенный температурный дрейф равен

$$U_{др} = \frac{U_{зи} - U_{отс}}{2} \left( \alpha_u - \frac{d\eta/dT}{1 + \eta} \right) - \frac{dU_{отс}}{dT}. \quad (2.6)$$

На практике температурной зависимостью коэффициента влияния подложки можно пренебречь, если  $\eta < 0.3$  (см. § 1.4). В этом случае для МДП-транзисторов с индуцированным каналом  $p$ -типа при  $T = 300$  К имеем

$$U_{др} [\text{мВ}/^\circ\text{C}] = 2.5 (U_{зи} - U_{отс}) - dU_{отс}/dT.$$

В зависимости от напряжения смещения  $U_{зи}$  дрейф также может быть отрицательным, положительным либо равным нулю (при  $U_{зи} = U_{зи0}$ ).

В большинстве практических схем усилителей влиянием теплового тока затвора  $I_{зт}$  полевых транзисторов можно пренебречь. Однако в усилителях на ПТ при использовании больших сопротивлений  $R_3$  порядка  $10^7 \dots 10^9$  Ом рост тока затвора с температурой (см. § 1.4) может приводить к существенному изменению режима каскада, росту нестабильности коэффициента усиления и увеличению температурного дрейфа. Влияние тока  $I_{зт}$  состоит в том, что он приводит к возникновению дополнительного напряжения смещения на сопротивлении  $R_3$  и для схемы ОИ (рис. 2.3,а) напряжение  $U_{зи}$  становится равным  $U_{зи} = E_{см} - R_3 I_{зт}$ .

В работе [31] приводятся выражения для температурного дрейфа выходного тока каскада ОИ, его температурного коэффициента и нестабильности коэффициента усиления с учетом влияния теплового тока затвора. Там же получено выражение для температурного дрейфа

$$U_{др} = \frac{\alpha_\mu}{2} (U_{зи0} - U_{зи}) + \frac{R_3 I_{зт}(T_0)}{\Delta T} e^{\Delta T}, \quad (2.7)$$

откуда видно, что при изменении температуры невозможно выбором напряжения  $U_{зи}$  полностью скомпенсировать первый и второй члены в выражении (2.7), т. е. нельзя получить нулевой дрейф. Это же подтверждается приведенными на рис. 2.10 экспериментальными и рассчитанными по формуле (2.7) зависимостями дрейфа от температуры при разных напряжениях смещения.

Можно найти предельно допустимое значение сопротивления  $R_3$ , при котором величина температурного дрейфа выходного тока  $\Delta I$  и приведенный дрейф  $U_{др}$  не превышают заданной величины при изменении температуры на  $\Delta T$  градусов. В частности, для смещения  $E_{см} = E_{см0} = U_{зи0} + I_{зт}(T_0)R_3$  и при

$$R_3 = R_{30} \leq \frac{0,1 (dU_{отс}/dT)}{\alpha_\mu I_{зт}(T_0)} e^{-\Delta T} \quad (2.8)$$

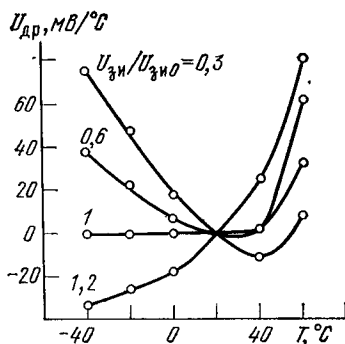


Рис. 2.10. Зависимость приведенного к входу температурного дрейфа напряжения каскада ОИ от температуры при  $I_{зт}(T_0) = 1$  нА,  $R_3 = 10$  МОм,  $U_{зи0} = 0,5$  В

температурный дрейф выходного тока не превышает 10%, а максимальный дрейф напряжения равен

$$U_{\text{дро}} = 0,1 (dU_{\text{отс}}/dT) / \alpha_{\mu} \Delta T. \quad (2.9)$$

Для кремниевых ПТ с  $p$ -каналом значения  $R_{30}$  и  $U_{\text{дро}}$  могут быть определены как

$$R_{30} [\text{Ом}] = [0,03 \exp(-0,1 \Delta T)] / I_{3T}(T_0);$$

$$U_{\text{дро}} [\text{В}/^{\circ}\text{С}] = 0,03 / \Delta T.$$

Для выпускаемых в настоящее время полевых транзисторов величина теплового тока затвора при  $T = 20^{\circ}\text{С}$  составляет 0,1 ... 10 нА, поэтому для температурного диапазона  $-80 \dots +80^{\circ}\text{С}$  величина сопротивления  $R_{30}$  для  $p$ -канальных приборов лежит в пределах 2,5 МОм ... 25 кОм, а величина приведенного ко входу дрейфа  $U_{\text{дро}}$  при  $E_{\text{см}} = E_{\text{см0}}$  и  $R_3 \leq R_{30}$  не превышает 0,5 мВ/ $^{\circ}\text{С}$ .

При  $R_3 > R_{30}$  для заданного температурного диапазона  $T_1 < T_0 < T_2$  можно указать оптимальное напряжение смещения  $(U_{3и})_{\text{опт}}$  (на рис. 2.10 при  $U_{3и}/U_{3и0} = 0,6$ ), при котором приведенный по входу дрейф  $U_{\text{др}}$  будет минимальным:

$$(U_{3и})_{\text{опт}} = U_{3и0} + \frac{2R_3 I_{3T}(T_0)}{\alpha_{\mu} (T_2 - T_1)} e^{\delta (T_2 - T_0)}. \quad (2.10)$$

В работе [31] показано, что при  $R_3 \leq R_{30}$  и  $E_{\text{см}} = U_{3и1} + I_{3T}(T_0) R_3 = E_{\text{см1}}$  температурная нестабильность коэффициента усиления не будет превышать 10%. Если же  $R_3 > R_{30}$ , то для заданного температурного диапазона  $T_1 < T_0 < T_2$  можно указать оптимальное напряжение смещения перехода затвор — исток, при котором нестабильность коэффициента усиления будет минимальной:

$$(U_{3и})^*_{\text{опт}} = U_{3и} + \frac{R_3 I_{3T}(T_0)}{\alpha_{\mu} (T_2 - T_1)} e^{\delta (T_2 - T_1)}. \quad (2.11)$$

### Усилительный каскад с автоматическим смещением.

В каскадах с автоматическим смещением (рис. 2.3,б) температурный дрейф выходного тока и коэффициента усиления уменьшается из-за стабилизирующего действия отрицательной обратной связи. Выбором оптимального сопротивления  $R_{и}$  полевой транзистор в схеме с автоматическим смещением может быть поставлен в рабочую точку, где отсутствует температурный дрейф выходного тока. В первом приближении для каскадов на МДП-транзисторах и для каскадов на ПТ при условии  $R_3 \leq R_{30}$  (когда можно пренебречь влиянием теплового тока затвора) значение оптимального сопротивления можно определить из формулы

$$R_{и0} = \alpha_{\mu} (\alpha_{\mu} + 2\alpha_U) / 2S_{\text{max}} \alpha_U^2. \quad (2.12)$$

Для кремниевых ПТ с  $p$ -каналом значение  $R_{и0}$  равно  $R_{и0}[\text{Ом}] = (U_{отс} - 0,56\text{В}) (U_{отс}/0,56\text{В})^2 / I_{\text{max}}$ .

В схеме с автоматическим смещением, в отличие от схемы с внешним смещением, не существует рабочей точки, в которой отсутствовала бы температурная нестабильность крутизны в широком температурном диапазоне. В самом деле, даже если задать такую рабочую точку, в которой отсутствует температурная нестабильность крутизны (см. § 1.4), то из-за изменения тока стока и истока с температурой будет меняться падение напряжения  $I_{и}R_{и}$ . Это вызовет смещение рабочей точки каскада, а следовательно, изменит и крутизну.

Если нужно учесть влияние теплового тока затвора в каскаде с автоматическим смещением на ПТ (т. е. когда  $R_3 > R_{30}$ ), температурный дрейф выходного тока можно найти из формулы

$$\Delta I = \frac{S}{1 + SR_{и}} \left[ \frac{\alpha_{\mu} \Delta T}{2} \left( U_{отс} - U_{зи} + 2 \frac{dU_{отс}/dT}{\alpha_{\mu}} \right) + R_3 I_{зт}(T_0) e^{\beta \Delta T} \right].$$

Приведенный температурный дрейф для схемы с автоматическим смещением остается таким же, что и для схемы с внешним смещением, поскольку, как известно, обратная связь на него не влияет.

**Пример.** Сравним результаты, полученные выше для схемы ОИ на КП103Ж, с результатами для схемы с автоматическим смещением при увеличении температуры на  $\Delta T = +60^\circ\text{C}$ .

Для схемы ОИ при  $U_{зи} = 1,6$  В было получено  $I_c(T_0) = 90$  мкА;  $\Delta I = +18$  мкА;  $S(T_0) = 0,44$  мА/В. Для схемы с автоматическим смещением для получения того же смещения  $U_{зи}$  необходимо включить сопротивление  $R_{и} = U_{зи}/I_c(T_0) = 1,6/0,009 = 17,8$  кОм. Фактор обратной связи при этом равен  $1 + S(T_0)R_{и} = 8,8$  и соответственно температурный дрейф выходного тока уменьшится до значения  $\Delta I = +2$  мкА. Приведенный температурный дрейф для обеих схем одинаков и составляет  $U_{др} = +0,66$  мВ/ $^\circ\text{C}$ .

### Усилитель с общим стоком (истоковый повторитель).

В истоковом повторителе (рис. 2.1) температурный дрейф выходного тока и коэффициента усиления еще меньше, чем в схеме с автоматическим смещением, так как здесь обратная связь более глубокая. Соответствующие значения  $\Delta I$  и  $\Delta K_U$  для схемы на ПТ при условии  $R_3 \leq R_{30}$  можно найти из следующих выражений:

$$\Delta I = \frac{S}{1 + SR_{и}} \frac{\alpha_{\mu} \Delta T}{2} (U_{зи0} - U_{зи});$$

$$\Delta K_U = \frac{S_{\max} R_H}{(1 + S R_H)^2 U_{\text{отс}}} \alpha_\mu \Delta T (U_{\text{зи0}} - U_{\text{зи}});$$

где  $U_{\text{зи}} = E_{\text{см}} + IR_H$ , а значения  $U_{\text{зи0}}$  и  $U_{\text{зи1}}$  даются формулами (1.38) и (1.39). Для определения температурного дрейфа повторителя на МДП-транзисторах в первом приближении можно пользоваться этими же выражениями.

При сопротивлении в цепи затвора  $R_3 \leq R_{30}$  в схеме истокового повторителя можно получить рабочую точку, в которой температурный дрейф выходного тока отсутствует в широком диапазоне изменения температуры. Напряжение смещения для этого выбирается равным  $E_{\text{см0}} = U_{\text{зи0}} - 4I_{\text{max}} R_H (\alpha_U / \alpha_\mu)^2$ .

**Усилительный каскад с источником тока.** Каскад с источником тока (рис. 2.3, в) имеет наилучшую температурную стабильность по сравнению с другими рассмотренными простейшими каскадами. Это вполне понятно, так как использование источника тока равносильно включению в цепи истока бесконечно большого стабилизирующего сопротивления обратной связи<sup>1)</sup>. При анализе таких каскадов режимную зависимость его характеристик, и в частности температурных, удобно выражать через ток стока  $I_c$ , а не через напряжение смещения  $U_{\text{зи}}$ , как в остальных каскадах. Используя (1.36), (1.37) и (1.20), можно найти следующие выражения для температурных коэффициентов тока стока и крутизны<sup>2)</sup>:

$$\alpha_I = \alpha_\mu + \frac{2}{U_{\text{отс}}} \sqrt{\frac{I_{\text{max}}}{I_c}} \frac{dU_{\text{отс}}}{dT}; \quad (2.13)$$

$$\alpha_S = \alpha_\mu + \frac{1}{U_{\text{отс}}} \sqrt{\frac{I_{\text{max}}}{I_c}} \frac{dU_{\text{отс}}}{dT}; \quad (2.14)$$

Зависимость коэффициента  $\alpha_I$  от тока стока приведена на рис. 2.11 для транзисторов КП103И.

Как уже отмечалось, в температурно-стабильных точках значения режимного тока и крутизны значительно меньше номинальных. Поэтому в каскаде с внешним

<sup>1)</sup> Некоторые практические схемы источников тока на ПТ рассмотрены в § 2.4.

<sup>2)</sup> Здесь и ниже не учитывается влияние теплового тока затвора.

смещением для получения необходимого коэффициента усиления по напряжению в цепь стока приходится включать большое сопротивление. Это существенно снижает быстродействие каскада. В каскаде с источником тока можно обеспечить нулевой температурный дрейф тока или крутизны при любом режимном токе. Для этого необходимо сделать собственный температурный коэффициент  $\alpha_{I_0}$  источника тока положительным и равным определенной величине. В частности, для получения температурно-независимого коэффициента усиления (т. е.  $\alpha_S=0$ ) необходимо обеспечить условие  $\alpha_{I_0} = |\alpha_\mu|$ .

Приведенный температурный дрейф в схеме с источником тока остается таким же, что и для схемы с внешним смещением [см. (2.5)], и в случае выражения его через ток  $I_c$ , а не через напряжение  $U_{зи}$ , при  $R_3 < R_{30}$  может быть записан в виде

$$U_{др} = (1/2) U_{отс} \alpha_\mu \sqrt{I_c / I_{\max}} + dU_{отс} / dT. \quad (2.15)$$

Если коэффициент  $\alpha_{I_0}$  источника тока отличен от нуля, то выражение приведенного дрейфа запишется в виде

$$U_{др} = (1/2) U_{отс} (\alpha_\mu + \alpha_{I_0}) \sqrt{I_c / I_{\max}} + dU_{отс} / dT. \quad (2.16)$$

следовательно, коэффициент  $\alpha_{I_0}$  оказывает существенное влияние на величину дрейфа.

Все полученные выше формулы справедливы в первом приближении и для МДП-транзисторов, во всяком случае тогда, когда можно не учитывать влияние подложки, т. е. при  $\eta < 0,3$  и  $U_H = 0$ .

**Влияние разброса параметров ПТ на температурный дрейф усилителей.** Технологический разброс параметров ПТ оказывает значительное влияние на температурный дрейф усилительных каскадов. Не зная точных значений параметров используемых ПТ, а зная лишь их средние

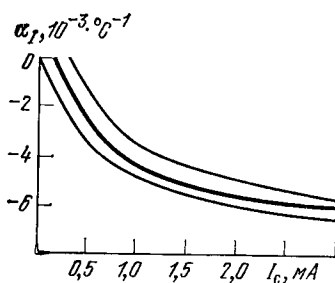


Рис. 2.11. Зависимость температурного коэффициента  $\alpha_I$  от величины тока стока и его границы разброса для транзисторов типа КП103И



или граничные значения, можно получить очень большое (в несколько раз) отклонение реальной величины температурного дрейфа от расчетных значений. Как уже отмечалось в § 2.1, в схеме с источником тока (рис. 2.3,в) влияние разброса параметров ПТ на стабильность рабочей точки значительно снижается по сравнению с другими схемами. Этот вывод, естественно, справедлив и для температурной нестабильности. В табл. 2.2

Таблица 2.2

*Значения температурных коэффициентов тока в усилителях при разных способах задания режима*

Параметр	Схема с внешним смещением (рис. 2.3, а)	Схема с генератором тока (рис. 2.3, в) при разных $I_c$ (мА)		
		2	1	0,5
Коэффициент $\alpha_I$ , $10^{-3}/^\circ\text{C}$				
теоретический	5,2	5,0	4,9	2,9
экспериментальный	6,0	5,5	4,6	3,3
Дисперсия $\sigma_{\alpha_I}$	2,2	0,35	0,55	1,5

приведены теоретические и экспериментальные значения температурного коэффициента  $\alpha_I$  и его дисперсии для транзисторов КП103И в схеме с внешним смещением при  $E_{см}=0$  (наиболее благоприятный случай) и в схеме с источником тока при  $I_c=2, 1$  и  $0,5$  мА. Как видно из таблицы, дисперсия коэффициента  $\alpha_I$  значительно уменьшается при задании режима с помощью источника тока. Увеличение дисперсии с уменьшением тока объясняется возрастанием ранее не учитывавшегося влияния разброса производной  $dU_{отс}/dT$  от прибора к прибору.

Величина приведенного температурного дрейфа, как уже отмечалось, не зависит от способа задания режима. Однако влияние разброса параметров ПТ на величину дрейфа в схеме с генератором тока существенно уменьшается.

Сравнивая (2.5) и (2.15), нетрудно заметить, что в схеме с внешним смещением (рис. 2.3,а) изменение дрейфа при замене одного транзистора другим определяется разбросом их напряжений отсечки и не зависит от режима работы ПТ:

$$\Delta U_{др} = U_{др} | U_{отс2} - U_{др} | U_{отс1} = \alpha_\mu (U_{отс2} - U_{отс1})/2. \quad (2.17)$$

При использовании же источника тока (рис. 2.3,в) изменение дрейфа определяется разбросом удельной крутизны  $b = I_{max}/U_{отс}^2$ :

$$\Delta U_{др} = (1/2) \alpha_\mu \sqrt{I_c} (1/\sqrt{b_2} - 1/\sqrt{b_1}) \quad (2.18)$$

и зависит от величины режимного тока стока. Используя корреляционные соотношения (1.45), получаем, что в первом случае

$$\Delta U_{др} = \alpha_{\mu} U_{отс} (\Delta a/a),$$

а во втором —

$$\Delta U_{др} = 0,25 \alpha_{\mu} U_{отс} \sqrt{I_c/I_{\max}} (\Delta a/a).$$

При современном уровне технологии изменение толщины канала от прибора к прибору ( $\Delta a/a$ ) в лучшем случае, как уже отмечалось, составляет 0,5%. Поэтому, например, для ПТ с  $p$ -каналом, имеющего  $U_{отс} = 5$  В, в схеме с внешним смещением получим  $\Delta U_{др} = 0,19$  мВ/°С, а в схеме с источником тока при  $I_c = I_{\max}$  получим  $\Delta U_{др} = 0,05$  мВ/°С.

## 2.4. Дифференциальные каскады

Дифференциальные усилители (ДУ) в настоящее время являются одной из самых распространенных линейных интегральных схем. Широко распространены и ДУ на полевых транзисторах [1, 6, 44—53, 140]. Однако во всех имеющихся работах почти не затрагиваются вопросы анализа ДУ и расчета их параметров. В некоторой степени этот пробел восполнен в работах [54—57]. Хотя в данном параграфе анализ ДУ проводится для ПТ, его результаты вполне применимы и для схем на МДП-транзисторах, так как в первом приближении эквивалентные схемы и вольт-амперные характеристики обоих типов транзисторов одинаковы. Интегральные структуры ДУ на МДП-транзисторах подробно рассматриваются в гл. 5.

**Простейший дифференциальный каскад.** Как известно [58—60], при анализе дифференциального каскада (ДК) (рис. 2.12) удобно использовать не собственно входные и выходные приращения, а их полусуммы и полуразности, которые носят название *синфазных* (СФ) и *дифференциальных* (ДФ) напряжений:

$$U_{вх\text{ сф}} = 1/2 (U_{вх1} + U_{вх2}), \quad U_{вх\text{ дф}} = 1/2 (U_{вх1} - U_{вх2});$$

$$U_{вых\text{ сф}} = 1/2 (U_{вых1} + U_{вых2}), \quad U_{вых\text{ дф}} = 1/2 (U_{вых1} - U_{вых2}).$$

Работа усилителя характеризуется соответствующими коэффициентами передачи

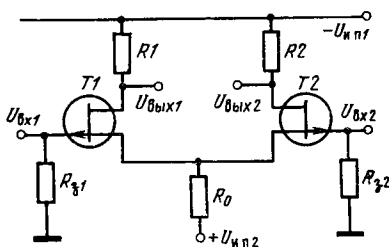


Рис. 2.12. Дифференциальный каскад на полевых транзисторах

$$K_{\text{дф}} = U_{\text{вых дф}} / U_{\text{вх дф}}; K_{\text{сф}} = U_{\text{вых сф}} / U_{\text{вх сф}};$$

$$K_{\text{дф сф}} = U_{\text{вых дф}} / U_{\text{вх сф}}; K_{\text{сф дф}} = U_{\text{вых сф}} / U_{\text{вх дф}}.$$

В идеальном ДК соблюдается условие  $K_{\text{дф сф}} = K_{\text{сф дф}} = 0$ , т. е. усиление дифференциального и синфазного входных сигналов осуществляется независимо друг от друга. В реальных ДК из-за разбаланса схемы указанное условие не выполняется, т. е. дифференциальный входной сигнал  $U_{\text{вх дф}}$  несколько меняет уровень на выходе  $U_{\text{вых сф}}$  (и тем самым режим каскада), а изменение входного уровня (синфазного сигнала)  $U_{\text{вх сф}}$  несколько влияет на величину дифференциального выходного сигнала (т. е. вносит искажения в усиление дифференциальной составляющей  $U_{\text{вх дф}}$ ). Последнее обстоятельство особенно важно, так как главная задача ДК — неискаженное усиление сигнала  $U_{\text{вх дф}}$ . Полное выражение для дифференциального выходного напряжения можно записать в виде [58, 59]

$$U_{\text{вых дф}} = -K_{\text{дф}} (U_{\text{вх дф}} + U_{\text{вх сф}} / K_{\text{ос сф}} + U_{\text{см0}} + E_{\text{см0}}), \quad (2.19)$$

где

$$K_{\text{ос сф}} = K_{\text{дф}} / K_{\text{дф сф}} \quad (2.20)$$

— коэффициент ослабления синфазных сигналов, характеризующий влияние входного СФ сигнала на выходное дифференциальное напряжение;  $U_{\text{см0}}$  — приведенное ко входу напряжение смещения нуля, обусловленное разбалансом плеч ДК;  $E_{\text{см0}}$  — приведенное ко входу напряжение смещения нуля, возникающее от внешних источников питания  $U_{\text{и п1}}$  и  $U_{\text{и п2}}$  из-за разбаланса схемы.

На практике для расчета ДК, разбаланс плеч которых не превышает 5 ... 10%, и особенно для анализа интегральных ДК, используется метод, разработанный Миддлбруком [58], позволяющий получить простые и достаточно точные выражения основных параметров усилителя. При этом методе учитывается влияние разбаланса плеч ДУ в виде эффектов первого порядка и пренебрегается изменением режима работы усилителя вследствие разбаланса, являющегося эффектом второго порядка. Воспользуемся этим методом для анализа балансного каскада на полевых транзисторах с  $p-n$ -переходом.

Рассмотрим коэффициент передачи напряжения. Анализ статических характеристик каскада выполняется в два этапа [58, 59]:

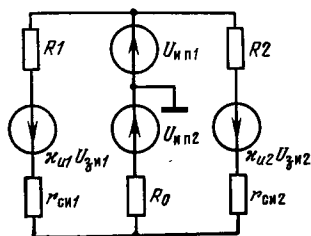


Рис. 2.13. Эквивалентная схема сбалансированного ДК

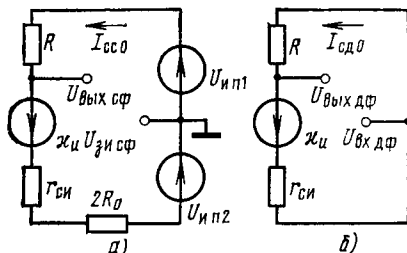


Рис. 2.14. Эквивалентные схемы ДК для синфазного (а) и дифференциального (б) сигналов

1. Сбалансированный усилитель рассматривается с помощью теоремы бисекции, при этом эквивалентная схема сбалансированного ДК (рис. 2.13) заменяется двумя — схемами для синфазных (рис. 2.14,а) и дифференциальных (рис. 2.14,б) сигналов. Так как с самого начала эти сигналы считаются независимыми, то каждую из двух схем можно анализировать отдельно.

2. Разбаланс усилителя учитывается включением в эти схемы генераторов сигналов взаимодействия для СФ (рис. 2.15,а) и ДФ (рис. 2.15,б) сигналов с учетом разбаланса всех элементов каскада.

Значения параметров схем на рис. 2.15,а, б следующие:

$$R = (1/2)(R_1 + R_2); \quad x_u = (1/2)(x_{u1} + x_{u2}); \\ r_{сн} = (1/2)(r_{сн1} + r_{сн2}); \quad \Delta R = (1/2)(R_1 - R_2); \\ \Delta x_u = (1/2)(x_{u1} - x_{u2}); \quad \Delta r_{сн} = (1/2)(r_{сн1} - r_{сн2}).$$

Знаки генераторов взаимодействия указаны для случая, когда  $R_1 < R_2$ ,  $x_{u1} > x_{u2}$ ,  $r_{сн1} > r_{сн2}$ , а их э. д. с. выражены через значения исходных токов, которые протекали бы в сбалансированной схеме. Значение синфазного тока сбалансированного усилителя  $I_{сф0}$  определяется из эквивалентной схемы на рис. 2.14,а. С учетом того, что  $U_{3н сф} = 2R_0 I_{сф0} - U_{нп1} + U_{вх сф}$ , имеем

$$I_{сф0} = \frac{U_{нп1} + (1 + x_u) U_{нп2} - (1 + x_u) U_{вх сф}}{R + r_{сн} + (1 + x_u) 2R_0}.$$

Из эквивалентной схемы на рис. 2.15,б находим выходное дифференциальное напряжение

$$U_{вых дф} = -SR \left[ U_{вх дф} + (U_{нп2} + U_{нп1}/x_u)(\delta r_{сн} + \delta R)/(1 + 2SR_0) + U_{вх сф} \frac{\delta r_{сн} + \delta R + \delta x_u (1 + 2R_0/r_{сн})}{1 + 2SR_0} \right], \quad (2.21)$$

где  $\delta r_{сн} = \Delta r_{сн} / r_{сн}$ ;  $\delta R = \Delta R / R$ ;  $\delta \kappa_u = \Delta \kappa_u / \kappa_u$ ;  $S = 1/2(S_1 + S_2) = \kappa_u / r_{сн}$ . При выводе выражения (2.21) считалось, что  $\kappa_u \gg 1$  и  $r_{сн} \gg R$ .

Сопоставляя выражения (2.19) и (2.21), можно определить коэффициенты передачи ДК и напряжение смещения  $E_{см0}$ , возникающее от источников питания  $U_{и1}$  и  $U_{и2}$  из-за разбаланса схемы:

$$K_{дф} = -SR; \quad (2.22)$$

$$K_{дф сф} = -[\delta r_{сн} + \delta R + \delta \kappa_u (1 + 2R_0 / r_{сн})] SR / (1 + 2SR_0); \quad (2.23)$$

$$K_{ос сф} = \frac{1 + 2SR_0}{\delta r_{сн} + \delta R + \delta \kappa_u (1 + 2R_0 / r_{сн})}; \quad (2.24)$$

$$E_{см0} = (U_{и2} + U_{и1} / \kappa_u) (\delta r_{сн} + \delta R) / (1 + 2SR_0). \quad (2.25)$$

Аналогичным образом из эквивалентных схем на рис. 2.14,б и 2.15,а находятся коэффициенты  $K_{сф}$  и  $K_{сф дф}$ :

$$K_{сф} = SR / (1 + 2SR_0) \approx R / 2R_0; \quad (2.26)$$

$$K_{сф дф} = [\delta r_{сн} + \delta \kappa_u + \delta R (1 + 2SR_0)] SR / (1 + 2SR_0). \quad (2.27)$$

Из выражений (2.22) — (2.27) можно сделать выводы:

1. Коэффициент передачи  $K_{сф}$  всегда меньше  $K_{дф}$ . При характерном условии  $2R_0 > R$  он меньше единицы, т. е. уровень выходного сигнала меняется слабее, чем уровень входного.

2. Коэффициенты передачи  $K_{дф сф}$  и  $K_{сф дф}$  могут иметь разную величину и разные знаки в зависимости от знаков и величин относительных разбросов  $\delta r_{сн}$ ,  $\delta \kappa_u$  и  $\delta R$ . Поскольку обычно  $2SR_0 \gg 1$  и  $r_{сн} \gg R$ , то данные коэффициенты передачи можно рассчитывать по упрощенным формулам

$$K_{дф сф} \approx -(\delta r_{сн} + \delta R + \delta \kappa_u) R / 2R_0;$$

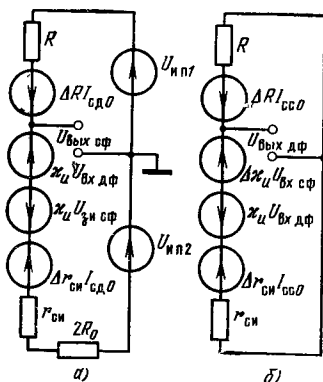


Рис. 2.15. Эквивалентные схемы ДК с учетом разбаланса элементов каскада для синфазных (а) и дифференциальных (б) сигналов

$$K_{\text{сф дф}} \approx (\delta r_{\text{си}} + \delta \kappa_u) R / 2R_0 + \delta RS.$$

3. Коэффициенты передачи дифференциального  $K_{\text{дф}}$  и синфазного  $K_{\text{сф}}$  сигналов практически не зависят от разбаланса плеч ДК.

4. Коэффициент ослабления синфазных сигналов  $K_{\text{ос сф}}$  может иметь разную величину и разный знак в зависимости от знаков и величин относительных разбросов  $\delta r_{\text{си}}$ ,  $\delta \kappa_u$  и  $\delta R$ . При  $2SR_0 \gg 1$  он может быть рассчитан по упрощенной формуле

$$K_{\text{ос сф}} \approx [(\delta r_{\text{си}} + \delta R + \delta \kappa_u) / 2SR_0 + \delta \kappa_u / \kappa_u]^{-1}.$$

Как известно, параметры ДК улучшаются с ростом значения сопротивления  $R_0$ . В практических схемах, чтобы рост  $R_0$  не повлек за собой увеличение питающих напряжений, его заменяют источником тока, выполненным либо также на полевых, либо на биполярных транзисторах. С ростом величины  $R_0$  коэффициенты  $K_{\text{дф сф}}$ ,  $K_{\text{сф дф}}$  и  $K_{\text{сф}}$  и величина напряжения смещения  $E_{\text{см0}}$  уменьшаются, а коэффициент ослабления синфазных сигналов  $K_{\text{ос сф}}$  растет. В предельном случае, при  $R_0 \rightarrow \infty$ , значения этих параметров будут следующие:

$$K_{\text{дф сф}} = 0; K_{\text{сф дф}} = 0; E_{\text{см0}} = 0; K_{\text{сф}} = \delta RSR; (K_{\text{ос сф}})_{\text{max}} = \kappa_u / \delta \mu. \quad (2.28)$$

Для ДК, построенного на транзисторах типа КП103, у которых значения  $\kappa_u$  лежат в пределах 50 ... 200 при 10%-ном разбросе  $\kappa_u$ , значения коэффициента  $(K_{\text{ос сф}})_{\text{max}}$  согласно (2.28) не превышают 500 ... 2000.

Помимо коэффициента ослабления синфазного сигнала, важнейшим статическим параметром ДК является начальный разбаланс выходного напряжения при нулевых входных потенциалах. Как правило, величину начального разбаланса оценивают дифференциальным входным сигналом (называемым также приведенным напряжением смещения нуля), который сводит к нулю начальную разность выходных потенциалов. Напряжение смещения нуля состоит из двух составляющих: из напряжения  $U_{\text{см0}}$ , вызываемого разбалансом элементов ДК, и напряжения  $U'_{\text{см0}}$ , вызываемого в полностью сбалансированном ДК различием температур плеч ДК<sup>1)</sup>.

<sup>1)</sup> Для интегральных структур, в которых элементы плеч ДК расположены в одном кристалле непосредственно рядом друг с другом и, следовательно, имеют практически одинаковую температуру, напряжение  $U'_{\text{см0}}$  может не учитываться. При необходимости учесть различие температур плеч для ДК на дискретных компонентах можно воспользоваться формулами, приводимыми в [57].

При отсутствии входных сигналов напряжение смещения нуля простейшего ДК (рис. 2.12) можно определить как

$$U_{см0} = (\Delta R I_c + R \Delta I_c) / K_{дф}, \quad (2.29)$$

где  $\Delta R$  и  $\Delta I_c$  — разброс сопротивлений и токов стока плеч ДК.

Разбаланс режимных токов  $\Delta I_c$  вызывается, как уже отмечалось, разбросом основных параметров ПТ —  $U_{отс}$ ,  $I_{max}$ ,  $S_{max}$  и равен

$$\Delta I_c = S[(\delta I_{max} - 2\delta U_{отс})(S/S_{max})(U_{отс}/2) + \Delta U_{отс}],$$

где

$$U_{отс} = 1/2(U_{отс1} + U_{отс2}); \Delta U_{отс} = 1/2(U_{отс1} - U_{отс2});$$

$$\delta U_{отс} = \Delta U_{отс} / U_{отс}; I_{max} = 1/2(I_{max1} + I_{max2});$$

$$\Delta I_{max} = 1/2(I_{max1} - I_{max2});$$

$$\delta I_{max} = \Delta I_{max} / I_{max}.$$

Подставляя в (2.29) выражения для  $\Delta I_c$  и  $I_c$  и используя значение коэффициента  $K_{дф}$  в (2.22), находим

$$U_{см0} = \sqrt{I_c / I_{max}} (\delta R + \delta I_{max} - 2\delta U_{отс}) U_{отс} / 2 + \Delta U_{отс}. \quad (2.30)$$

Как видно из (2.30), напряжение смещения нуля зависит от величины тока стока. Кроме того, в зависимости от знаков и величин относительных разбросов  $\delta R$ ,  $\delta I_{max}$  и  $\delta U_{отс}$  величина  $U_{см0}$  может быть как положительной, так и отрицательной. При изменении тока стока от 0 до  $I_{max}$  величина  $U_{см0}$  меняется от

$$U_{см0} |_{I_c \rightarrow 0} = \Delta U_{отс} \quad (2.31)$$

до

$$U_{см0} |_{I_c = I_{max}} = (\delta R + \delta I_{max}) U_{отс} / 2. \quad (2.32)$$

При значениях тока  $0 < I_c < I_{max}$  величина  $U_{см0}$  будет заведомо меньше, чем при граничных значениях  $I_c$  (0 и  $I_{max}$ ). Как видно из (2.30) и (2.31), напряжение смещения нуля уменьшается с уменьшением напряжения отсечки.

Для ДК на транзисторах КП103И с напряжением  $U_{отс} = 2$  В, полагая  $\delta U_{отс} = \delta R = \delta I_{max} = 1\%$ , получаем  $U_{см0} \leq 20$  мВ.

Применение в ДК интегральных пар ПТ обеспечивает не только наибольшую идентичность параметров, но и одинаковые тепловые режимы транзисторов и приводит к снижению величины  $U_{см0}$ .

Изменение окружающей температуры существенно влияет на характеристики ДК. Из всех характеристик на практике наиболее важно знать изменение с температурой коэффициента усиления дифференциальных сигналов  $K_{дф}$  и температурный дрейф напряжения смещения нуля.

Изменение коэффициента  $K_{дф}$  с температурой характеризуется его температурным коэффициентом, определяемым из (2.22) как  $\alpha_K = (dK_{дф}/dT)/K_{дф} = \alpha_S + \alpha_R$ , или с учетом (1.37)

$$\alpha_K = \alpha_\mu + \alpha_R + \alpha_U \sqrt{I_{\max}/I_c}. \quad (2.33)$$

Нетрудно заметить, что  $\alpha_K = 0$  при  $\alpha_R = 0$  и режиме работы ПТ, при котором его крутизна не зависит от температуры (см. § 1.4). Поскольку знаки температурных коэффициентов  $\alpha_\mu$  и  $\alpha_U$  противоположны ( $\alpha_\mu < 0$ ,  $\alpha_U > 0$ ), то значение  $\alpha_K$  максимально при токе  $I_c = I_{\max}$  и равно

$$\alpha_{K \max} = \alpha_\mu + \alpha_R + \alpha_U \approx \alpha_\mu + (dU_{отс}/dT)/U_{отс}. \quad (2.34)$$

Например, для ДК на ПТ типа КП103, имеющем напряжение  $U_{отс} = 2$  В, значение  $\alpha_{K \max} = -6,6 \cdot 10^{-3}/^\circ\text{C}$ .

Температурный дрейф напряжения  $U_{см0}$  простейшего ДК определяется как разность приведенных ко входу температурных дрейфов напряжений каждого плеча ДК (см. § 2.3). Пренебрегая температурной зависимостью резисторов в цепи стоков ПТ и действием теплового тока затвора, из (2.5) и (2.15) можно найти

$$\begin{aligned} dU_{см0}/dT = U_{др1} - U_{др2} = \sqrt{I_c/I_{\max}} (\delta I_{\max} - \\ - 2\delta U_{отс}) \alpha_\mu (U_{отс}/2) \end{aligned} \quad (2.35)$$

или

$$dU_{см0}/dT = (U_{см0} - \Delta U_{отс}) \alpha_\mu. \quad (2.36)$$

Величина  $dU_{см0}/dT$  растет с увеличением напряжения отсечки и режимного тока стока. При  $I_c = I_{\max}$  температурный дрейф напряжения смещения нуля максимален и равен

$$(dU_{см0}/dT)_{\max} = (\delta I_{\max} - 2\delta U_{отс}) \alpha_\mu U_{отс}/2. \quad (2.37)$$



Для ДК на транзисторах КП103И с напряжением  $U_{отс} = 2$  В, полагая  $\delta U_{отс} = \delta I_{max} = 1\%$ , получаем  $(dU_{см0}/dT)_{max} = 77$  мкВ/°С.

Рассмотрим характеристики дифференциального каскада на ПТ при корреляции разброса их параметров. При изготовлении ПТ одного типа и особенно при изготовлении интегральных пар, как было показано в § 1.5, разброс основных параметров транзисторов вызывается одной общей причиной, а именно разбросом толщины канала  $\Delta a/a$ . Поскольку многие основные характеристики ДК определяются разбросом параметров ПТ, входящих в плечи каскада, то с учетом корреляции этого разброса [см. (1.46)] их можно выразить через разброс толщины канала  $\delta a = \Delta a/a$  или через разброс какого-нибудь одного параметра ПТ, удобнее через разброс  $\delta I_{max} = \Delta I_{max}/I_{max}$ . В этом случае максимальный коэффициент ослабления синфазных сигналов равен

$$(K_{ос\ сф})_{max} = 6\kappa_u / \delta I_{max} = 2\kappa_u / \delta a,$$

а максимальное напряжение смещения нуля и его температурный дрейф

$$U_{см0}|_{I_c=I_{max}} = \delta I_{max} U_{отс} / 2 = 3\delta a U_{отс} / 2;$$

$$(dU_{см0}/dT)_{max} = \delta I_{max} \alpha_{\mu} U_{отс} / 6 = \delta a \alpha_{\mu} U_{отс} / 2.$$

Как уже отмечалось, среднеквадратичные отклонения глубины диффузии и толщины эпитаксиального слоя, вызывающие изменение толщины канала, составляют в смежных интегральных структурах 0,5% [10]. В табл. 2.3 приведены для сравнения расчетные значения основных параметров интегрального ДК, построенного на  $p$ -канальных транзисторах, имеющих  $U_{отс} = 2$  В,

Таблица 2.3

*Значения основных параметров интегральных дифференциальных каскадов на ПТ и БТ*

Схема	$K_{ос\ сф}$ , дБ	$(U_{см0})_{max}$ , мВ	$(dU_{см0}/dT)_{max}$ , мкВ/°С
ДК на ПТ	90	15	40
ДК на БТ	65 ... 80	1 ... 5	5 ... 10

$\kappa_u=100$ , и типовые значения тех же параметров для интегрального ДК на биполярных транзисторах.

При современном уровне технологии изготовления полевых транзисторов интегральные дифференциальные каскады на ПТ уступают ДК на БТ по величинам напряжения смещения нуля и его температурного дрейфа. Это связано с тем, что неидентичность плеч в ДК на ПТ в большей степени зависит от отклонения геометрических размеров каналов ПТ от прибора к прибору, чем неидентичность БТ.

**Дифференциальные каскады с источником тока.** Использование вместо резистора  $R_0$  в цепи истоков (рис. 2.12) источника тока позволяет существенно улучшить многие характеристики ДК. Простейшим источником тока является тоже полевой транзистор.

Как и всякий двухполюсник, источник тока можно характеризовать динамическим сопротивлением  $r_d$ , рабочим диапазоном напряжения, током  $I_0$  в заданном режиме, а также температурными коэффициентами тока  $\alpha_{I_0}=(dI_0/dT)/I_0$  и динамического сопротивления  $\alpha_r=(dr_d/dT)/r_d$ .

Для простейшего источника тока на ПТ величина тока определяется выражением (1.20), динамическое сопротивление выражением (1.10), а температурный коэффициент тока выражением (1.36). Для увеличения динамического сопротивления в истоковую цепь включают сопротивление обратной связи  $R_n$ . На рис. 2.16 показана схема ДК с таким источником тока. В этом случае величина тока, динамическое сопротивление и температурный коэффициент тока запишутся в виде

$$I_0 = [1 + (U_{отс}/2I_{\max}R_n) (1 - \sqrt{1 + 4I_{\max}R_n/U_{отс}})] U_{отс}/R_n;$$

$$r_d \approx r_{cn}(1 + 2R_n \sqrt{I_{\max}I_0/U_{отс}});$$

$$\alpha_{I_0} = (\alpha_\mu + 2\alpha_U \sqrt{I_{\max}/I_0})/(1 + 2 \sqrt{I_{\max}I_0}R_n/U_{отс}).$$

В простейшем источнике тока нулевое значение температурного коэффициента  $\alpha_{I_0}$  можно обеспечить только в области малых токов (см. § 1.4). В более сложных схемах источников тока (рис. 2.17, а, б) можно получить любое заданное значение  $\alpha_{I_0}$  (в том числе и равное нулю) при любой величине тока.

Коэффициент усиления дифференциальных сигналов  $K_{дф}$  и его температурный коэффициент  $\alpha_K$  для схемы с источником тока определяются следующими выражениями:

$$K_{дф} = -S_{\max}R \sqrt{I_0/2I_{\max}}; \quad \alpha_K = \alpha_R + (\alpha_\mu + \alpha_{I_0})/2.$$

Как видим, в ДК с источником тока нулевой температурный коэффициент  $\alpha_K=0$  можно получить при любом значении тока  $I_0$ , если обеспечить условие  $\alpha_{I_0} = -\alpha_\mu - 2\alpha_R$ .

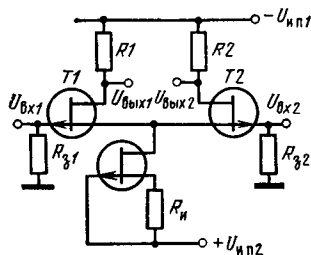


Рис. 2.16. Схема ДК с источником тока

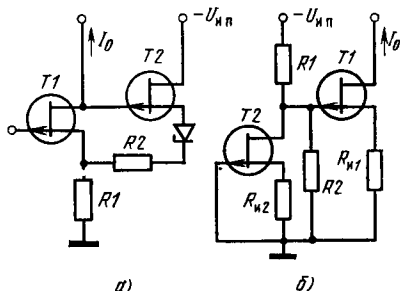


Рис. 2.17. Схемы источников тока с положительной обратной связью (а) и с параметрической компенсацией изменения напряжения на затворе выходного транзистора (б)

В заключение можно отметить, что в ДК на ПТ желательно применять приборы с малыми напряжениями отсечки и выбирать режим работы ПТ в области малых токов<sup>1)</sup>. Это уменьшает как величину приведенного напряжения смещения нуля, так и его температурный дрейф. Одновременно, как уже отмечалось в § 1.2, с уменьшением режимного тока растет собственный коэффициент усиления ПТ.

Большое входное сопротивление ПТ позволяет в большинстве случаев не учитывать разность входных токов и ее температурный дрейф. В этом состоит одно из важных преимуществ ДК на ПТ перед ДК на биполярных транзисторах, для которых разность входных токов и ее дрейф приводят к значительному смещению нуля в ДК [138].

## 2.5. Каскады с динамической нагрузкой

Применение динамической транзисторной нагрузки позволяет увеличить коэффициент усиления, расширить динамический диапазон и снизить уровень нелинейных искажений усилителя [5, 6, 9, 17, 61, 62]. В качестве нагрузки используют обычно ПТ того же типа, что и

<sup>1)</sup> Следует, однако, помнить, что область малых токов требует включения больших сопротивлений в цепи стока для обеспечения требуемого коэффициента усиления, что снижает быстродействие каскада. Кроме того, при уменьшении режимного тока увеличиваются шумы и уровень нелинейных искажений.

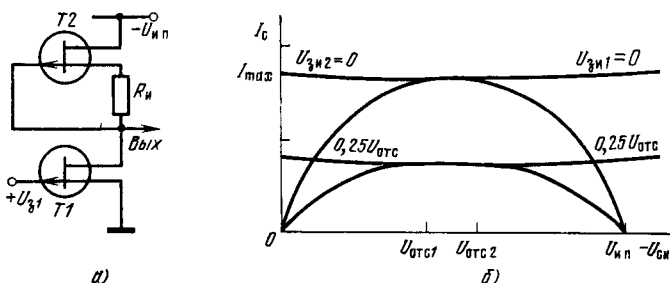


Рис. 2.18. Усилительный каскад на ПТ с  $p-n$ -переходом с динамической нагрузкой при фиксированной величине напряжения смещения затвор — исток нагрузочного ПТ (а) и его нагрузочная характеристика (б)

активный транзистор. Это обеспечивает лучшую температурную стабильность усилителя и облегчает изготовление каскада в виде интегральной схемы.

**Каскады на ПТ.** В зависимости от способа включения затвора нагрузочного транзистора можно получить тот или иной вид характеристики нелинейного резистора. При подключении затвора согласно рис. 2.18,а вольт-амперная характеристика нагрузочного ПТ аналогична обычной стоковой характеристике (рис. 2.18,б).

Подобный способ включения дает максимальное сопротивление динамической нагрузки (правда, в ограниченном диапазоне), равное дифференциальному сопротивлению  $r_{си2}$  в пологой области. Поэтому максимальный коэффициент усиления каскада  $K_U = \kappa_{и1} r_{си2} / (r_{си1} + r_{си2})$ , где  $\kappa_{и1} = S_1 r_{си1}$  — собственный коэффициент усиления  $T1$  в рабочей точке;  $r_{си1}$  и  $r_{си2}$  — дифференциальные сопротивления канала  $T1$  и  $T2$  в рабочей точке. Кроме того, такая схема, в отличие от каскада с линейной нагрузкой (рис. 2.3,а), обеспечивает относительную независимость коэффициента нелинейных искажений  $K_{ни}$  от положения рабочей точки<sup>1)</sup>

В самом деле, изменение положения рабочей точки под действием напряжения смещения  $U_{з1}$  автоматически (за счет резистора  $R_n$ ) смещает нагрузочную характеристику, сохраняя рабочую точку в линейной области. На рис. 2.19 приведены экспериментальные зависимости  $K_U$  и  $K_{ни}$  при амплитуде входного сигнала  $U_{вх\text{ м}} = 0,1$  В для каскадов с линейной и динамической нагрузкой, выполненных на транзисторах КП103К с напряжением  $U_{отс} =$

<sup>1)</sup> Анализ нелинейных искажений усилителей на ПТ можно найти в работах [6, 17, 21, 63, 64]. Искажения, вызываемые в усилителе с линейной нагрузкой кривизной передаточной характеристики ПТ, в первом приближении оцениваются коэффициентом  $K_{ни} = 0,25 U_{вх\text{ м}} / (U_{отс} - U_{зп})$ , где  $U_{вх\text{ м}}$  — амплитуда входного сигнала.

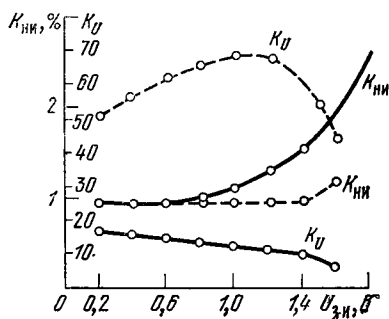


Рис. 2.19. Экспериментальные зависимости коэффициентов усиления по напряжению  $K_U$  и коэффициентов нелинейных искажений  $K_{нн}$  для каскадов с линейной (—) и динамической (---) нагрузками

имеет меньшее сопротивление динамической нагрузки и, следовательно, меньший коэффициент усиления. Однако он обладает лучшей стабильностью, в том числе и температурной, и более низким коэффициентом нелинейных искажений. Рассмотрим характеристики этого каскада подробнее.

Выходная (или амплитудная) характеристика является одной из важнейших характеристик усилительного каскада. По ней можно судить о динамическом диапазоне каскада, коэффициенте усиления, уровне нелинейных искажений. Она позволяет также правильно выбрать ра-

—3,2 В. Как видно из рис. 2.19, каскад с динамической нагрузкой значительно превосходит обычный усилитель, имея гораздо большее значение  $K_U$  и меньшие нелинейные искажения.

Главным недостатком каскада с фиксированным напряжением затвор — исток нагрузочного ПТ является низкая стабильность рабочей точки. Поэтому на практике чаще используют каскад, в котором нагрузочный транзистор включен по схеме с общим затвором (рис. 2.20,а). Такой каскад по сравнению с предыдущим (рис. 2.18,а)

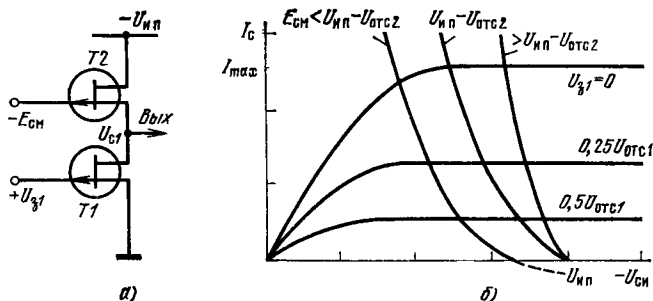


Рис. 2.20. Усилительный каскад на ПТ при включении нагрузочного транзистора по схеме с общим затвором (а) и его нагрузочная характеристика (б)

бочую точку. Выходную характеристику каскада с нагрузочным ПТ, включенным по схеме с общим затвором (рис. 2.20,а), можно найти из уравнения нагрузочной кривой, описывающего положение рабочей точки каскада <sup>1)</sup>:

$$U_{\text{нп}} = U_{\text{с1}} + I_{\text{с}} r_{\text{д}}, \quad (2.38)$$

где  $r_{\text{д}}$  — динамическое сопротивление нагрузочного ПТ.

Поскольку ток стока  $I_{\text{с}}$ , протекающий через оба транзистора  $T1$  и  $T2$ , одинаков, то, используя выражения (1.19) и (1.20), можно найти, что нагрузочная кривая является отрезком параболы (рис. 2.20,б) и для используемого на практике случая, когда  $E_{\text{см}} < U_{\text{нп}} - U_{\text{отс2}}$ , имеет вид <sup>2)</sup>

$$I_{\text{с}} = b_2 (U_{\text{отс2}} + E_{\text{см}} - U_{\text{с1}})^2.$$

Анализ показывает, что линейность выходной характеристики (рис. 2.21) каскада, приведенного на рис. 2.20,а, существенно зависит от выбранного напряжения  $E_{\text{см}}$  на затворе нагрузочного транзистора. При напряжении  $E_{\text{см}} > U_{\text{нп}} - U_{\text{отс2}}$  выходная характеристика нелиней-

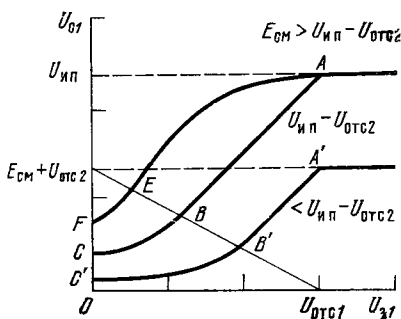


Рис. 2.21. Выходная характеристика каскада с динамической нагрузкой (рис. 2.20,а)

на и является либо частью эллипса (отрезок AE на рис. 2.21), либо гиперболы (отрезок EF). Поэтому такой режим в усилительных схемах не используется. При  $E_{\text{см}} \leq U_{\text{нп}} - U_{\text{отс2}}$  выходная характеристика имеет линейные участки (отрезки AB и A'B' на рис. 2.21), переходящие в гиперболы (отрезки BC и B'C') при уменьшении входного напряжения  $U_{з1}$ , когда транзистор  $T1$  попадает в крутую область своих вольт-амперных характеристик.

На практике используются линейные участки выходной характеристики:

$$U_{\text{с1}} = E_{\text{см}} + U_{\text{отс2}} - \sqrt{b_1/b_2} (U_{\text{отс1}} - U_{з1}). \quad (2.39)$$

<sup>1)</sup> Подробный вывод амплитудной характеристики каскада и ее анализ можно найти в [62].

<sup>2)</sup> Здесь и далее все значения напряжений берутся по модулю.

Протяженность линейного участка выходной характеристики определяет динамический диапазон усилителя по входному сигналу, который в этом случае не должен выходить за пределы

$$U_{отс1} - (E_{см} + U_{отс2}) / (1 + \sqrt{b_1/b_2}) < U_{з1} < U_{отс1}. \quad (2.40)$$

Линейный участок максимален при  $E_{см} = U_{и п} - U_{отс2}$ .

В линейной области коэффициент усиления каскада максимален и равен

$$K_U = \sqrt{b_1/b_2}. \quad (2.41)$$

Считая, что толщина канала у активного и нагрузочного транзисторов при интегральном исполнении одинакова, согласно (1.21), (1.3) и (1.4) можно найти, что коэффициент усиления определяется отношениями ширины каналов к их длине, т. е.

$$K_U = \sqrt{I_{\max 1} / I_{\max 2}} = \sqrt{(W_1/L_1) / (W_2/L_2)}. \quad (2.42)$$

На практике трудно получить это отношение больше 20, поэтому величина коэффициента усиления интегрального каскада обычно невелика (меньше 5).

В реальных схемах, конечно, коэффициент нелинейных искажений не равен нулю, как это следует из (2.39), из-за различия реальных и теоретических вольт-амперных характеристик ПТ. Однако, как показывают эксперименты, коэффициент  $K_{нл}$  в схеме с динамической нагрузкой (рис. 2.20,а) примерно в 10 раз меньше, чем в схеме с линейной нагрузкой.

Выходное сопротивление каскада  $R_{вых}$  определяется параллельным сопротивлением динамического сопротивления  $r_d$  нагрузочного транзистора  $T2$  и дифференциального сопротивления  $r_{си}$  активного транзистора  $T1$ . Поскольку  $T1$  работает в пологой области, то  $r_{си} \gg \gg r_d$  и  $R_{вых} \approx r_d$ .

**Пример.** Для усилительного каскада с динамической нагрузкой (рис. 2.20,а) на транзисторах КП103, имеющих  $U_{отс1} = U_{отс2} = 2$  В,  $I_{\max 1} = 3$  мА,  $I_{\max 2} = 0,3$  мА, полагая  $U_{и п} = E_{см} = 5$  В, получаем следующие параметры каскада:  $K_U = 3,2$ ; линейный участок лежит в диапазоне  $1,2$  В  $< U_{з1} < 2$  В; при  $U_{з1} = 1,5$  В выходное сопротивление  $R_{вых} \approx 1$  кОм, а режимный ток  $I_c \approx 0,19$  мА.

Дрейф выходного напряжения каскада (рис. 2.20,а) при изменении температуры на  $\Delta T$  в линейной области

можно найти из выражения (2.39)

$$\begin{aligned}\Delta U_{c1} &= (1 - \sqrt{b_1/b_2}) (dU_{отс}/dT) \Delta T = \\ &= (1 - K_U) (dU_{отс}/dT) \Delta T,\end{aligned}\quad (2.43)$$

считая при этом, что

$$dU_{отс}/dT \approx dU_{отс1}/dT \approx dU_{отс2}/dT.$$

При  $K_U=1$ , т. е. когда в первом приближении приборы идентичны, температурный дрейф выходного напряжения отсутствует. Однако чем выше коэффициент усиления, тем больше дрейф. Для интегрального каскада с  $K_U=5$  дрейф выходного напряжения составляет 8,8 мВ/°С. Приведенный температурный дрейф каскада равен

$$U_{др} = (K_U^{-1} - 1) (dU_{отс}/dT). \quad (2.44)$$

В отличие от каскада с линейной нагрузкой этот дрейф не зависит от положения рабочей точки и определяется производной  $dU_{отс}/dT=2,2$  мВ/°С. Для интегрального каскада с  $K_U=5$  приведенный ко входу дрейф напряжения составляет — 1,8 мВ/°С.

Коэффициент усиления каскада зависит только от геометрических размеров транзисторов и не зависит от таких чувствительных к изменению температуры параметров, как подвижность носителей или контактная разность потенциалов. Поэтому такой каскад обладает высокой температурной стабильностью коэффициента усиления.

**Каскады на МДП-транзисторах.** Усилительные каскады на МДП-транзисторах с динамической нагрузкой выполняются, как правило, в интегральном виде, поэтому критерием для выбора варианта схемы является технологичность ее изготовления. Наиболее технологичными являются те схемы, в которых активный и нагрузочный транзисторы реализуются на приборах одного типа. По тем же причинам, что и для каскадов на ПТ, чаще всего используется включение нагрузочного транзистора по схеме с общим затвором (рис. 2.22,а). Подробный анализ статических и переходных характеристик такого каскада можно найти в работах [61, 62].

В первом приближении, когда не учитывается влияние коэффициента подложки  $\eta$  и действие потенциала на подложке (т. е. считается  $U_{п}=0$ ), вполне можно пользоваться результатами, полученными при анализе



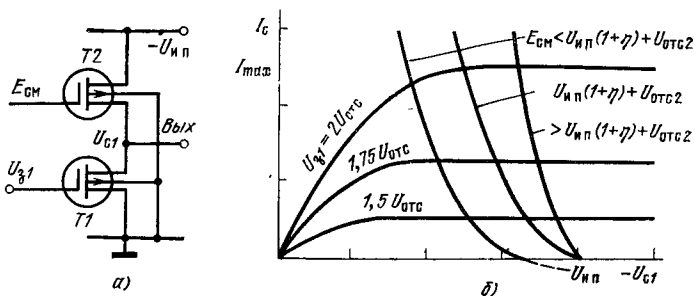


Рис 2.22. Усилительный каскад на МДП-транзисторах с динамической нагрузкой при включении нагрузочного транзистора по схеме с общим затвором (а) и его нагрузочная характеристика (б)

такого же каскада на ПТ. Однако при интегральном исполнении потенциал подложка — исток нагрузочного транзистора не равен нулю, а значения коэффициентов  $\eta \geq 0,3$  оказывают заметное влияние на характеристики каскада. Поэтому при анализе необходимо пользоваться вольт-амперными характеристиками МДП-транзисторов во втором приближении (см. § 1.2). Ниже приводятся основные характеристики усилителя, полученные в предположении, что активный и нагрузочный транзисторы выполнены на единой заземленной подложке, а коэффициенты влияния подложки одинаковы:  $\eta_1 = \eta_2 = \eta$ .

Выходную характеристику каскада с нагрузочным МДП-транзистором, включенным по схеме с общим затвором (рис. 2.22,а), как и в случае каскада на ПТ,

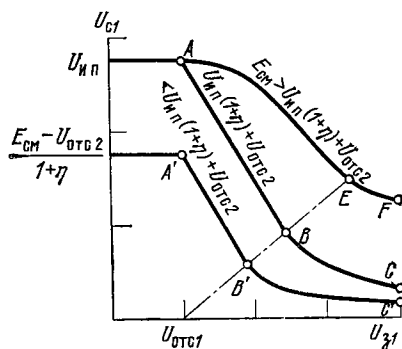


Рис. 2.23. Выходная характеристика каскада на МДП-транзисторах с динамической нагрузкой

можно найти из анализа уравнения нагрузочной кривой (2.38), являющейся и здесь отрезком параболы [62, 65]. В зависимости от напряжения  $U_{з1}$  рабочая точка активного транзистора T1 может находиться в трех различных областях: 1) в области отсечки при  $U_{з1} < U_{отс1}$ ; 2) в пологой области вольт-амперной характеристики при  $U_{з1} \geq (U_{з1} - U_{отс1}) / (1 + \eta)$ ; 3) в крутой области вольт-

амперной характеристики при  $U_{c1} < (U_{з1} - U_{отс1}) / (1 + \eta)$ . Выходная характеристика каскада (рис. 2.23) имеет линейные и нелинейные участки в зависимости от напряжения на затворе нагрузочного транзистора  $E_{см}$  или входного напряжения  $U_{з1}$ .

На практике обычно используются линейные участки выходной характеристики, получаемые при  $E_{см} \leq U_{нп}(1 + \eta) + U_{отс2}$  и работе транзистора  $T1$  в пологой области. Аналитическое выражение выходных характеристик в этом случае имеет вид

$$U_{c1} = [E_{см} - U_{отс2} - \sqrt{b_1/b_2}(U_{з1} - U_{отс1})] / (1 + \eta). \quad (2.45)$$

Анализируя выражение (2.45), можно сделать следующие выводы. Протяженность линейного участка выходной характеристики, определяющая динамический диапазон усилителя по входному сигналу  $U_{з1}$ , дается неравенством

$$U_{отс1} < U_{з1} < U_{отс1} + (E_{см} - U_{отс2}) / (1 + \sqrt{b_1/b_2}) = U_{з1гр}; \quad (2.46)$$

динамический диапазон максимален при  $E_{см} = U_{нп}(1 + \eta) + U_{отс2}$  и равен

$$\Delta U_{з1} = U_{нп}(1 + \eta) / (1 + \sqrt{b_1/b_2}).$$

При непосредственном подключении затвора нагрузочного транзистора к источнику питания  $U_{нп}$ , что часто используется на практике для уменьшения количества источников питания, динамический диапазон уменьшается до величины

$$\Delta U_{з1} = (U_{нп} - U_{отс2}) / (1 + \sqrt{b_1/b_2}).$$

Коэффициент усиления каскада максимален в линейной области и равен

$$K_U = - \sqrt{I_{max1}/I_{max2}} / (1 + \eta) = - \sqrt{b_1/b_2} / (1 + \eta).$$

При интегральном исполнении каскада оба транзистора выполняются на одной подложке и имеют, как правило, одинаковую толщину диэлектрика  $d$ , а следовательно, и равные величины удельной емкости  $C_0$ . Поэтому, учитывая, что для МДП-транзисторов удельная крутизна  $b = W\mu C_0 / 2L$ , коэффициент усиления каскада будет равен

$$K_U = - [1 / (1 + \eta)] \sqrt{(W_1/L_1) / (W_2/L_2)}. \quad (2.47)$$

Значит, как и в каскаде на ПТ, величина  $K_U$  определяется только геометрическими размерами активного и нагрузочного приборов и на практике не может быть больше 5. Выходное сопротивление каскада в линейной области равно  $R_{\text{вых}} \approx r_d$ .

**Пример.** Для усилительного каскада с динамической нагрузкой (рис. 2.22,а) на транзисторах КП301Б, имеющих  $U_{\text{отс1}} = U_{\text{отс2}} = 4$  В,  $I_{\text{max1}} = 20$  мА,  $I_{\text{max2}} = 2$  мА,  $\eta = 0,4$ , полагая  $U_{\text{нп}} = E_{\text{см}} = 10$  В, получаем следующие параметры каскада:  $K_U \approx 2,2$ , динамический диапазон  $4 \text{ В} \leq U_{\text{з1}} < 5,4 \text{ В}$  при  $U_{\text{з1}} = 5$  В,  $R_{\text{вых}} \approx 18 \text{ кОм}$ ,  $I_c = 0,46$  мА.

Температурный дрейф выходного напряжения каскада в линейной области при изменении температуры на  $\Delta T$  равен

$$\Delta U_{\text{с1}} = -K_U (dU_{\text{отс1}}/dT) \Delta T - (dU_{\text{отс2}}/dT) \Delta T / (1 + \eta).$$

В интегральных каскадах обычно  $dU_{\text{отс1}}/dT = dU_{\text{отс2}}/dT$ , тогда

$$\Delta U_{\text{с1}} = -(dU_{\text{отс}}/dT) \Delta T [K_U + (1 + \eta)^{-1}].$$

Температурный дрейф тем больше, чем выше коэффициент усиления. Для каскада на транзисторах КП301Б, для которых  $dU_{\text{отс}}/dT \approx 10 \text{ мВ/}^\circ\text{С}$ , дрейф выходного напряжения при  $K_U = 3$  составляет  $37 \text{ мВ/}^\circ\text{С}$ . Приведенный температурный дрейф  $U_{\text{др}} = [1 - K_U^{-1} (1 + \eta)^{-1}] \times (dU_{\text{отс}}/dT)$ . Для каскада на транзисторах КП301Б при  $K_U = 3$  он составляет  $12,4 \text{ мВ/}^\circ\text{С}$ .

Температурная нестабильность коэффициента усиления определяется только температурной зависимостью коэффициента влияния подложки  $\eta$ . Эта зависимость слабая (см. § 1.4), в первом приближении можно считать, что коэффициент усиления не зависит от температуры. В практической схеме без специальной термокомпенсации коэффициент усиления изменялся лишь на 2% в диапазоне изменения температуры  $\Delta T = 100^\circ\text{С}$ .

## 2.6. Обратная связь в простейших усилительных каскадах

Применение обратной связи в простейших усилительных каскадах на ПТ, как и в ламповых каскадах, позволяет повысить стабильность, увеличить быстродействие, входное сопротивление и т. д.

Таблица 2.4

Формулы для расчета параметров усилителей ОИ  
с обратной связью в установившемся режиме

Параметр	С последовательной ОС по току	С параллельной ОС по напряжению
Для установившегося режима		
$K_U$	$\frac{R_3}{R_\Gamma + R_3} \frac{S(R_c \parallel R_H)}{1 + SR_H}$	$\frac{\frac{R_{3c} \parallel R_3}{R_\Gamma + R_{3c} \parallel R_3} S(R_c \parallel R_H \parallel R_{3c})}{1 + \frac{R_\Gamma}{R_{3c}} \frac{R_{3c} \parallel R_3}{R_\Gamma + R_{3c} \parallel R_3} S(R_c \parallel R_H \parallel R_{3c})}$
$R_{вх}$	$R_3$	$(R_{3c} \parallel R_3) / F_\Gamma^\infty$
$R_{вых}$	$[r_{си} + R_H (1 + \kappa_U)] \parallel R_c$	$(r_{си} \parallel R_c \parallel R_{3c}) / F_H^\infty$
$F$	$1 + SR_H$	$1 + \frac{R_\Gamma}{R_{3c}} \frac{R_{3c} \parallel R_3}{R_\Gamma + R_{3c} \parallel R_3} S(R_c \parallel R_H \parallel R_{3c})$

Для области малых времен

$\tau_{экв}$	$\tau_{вх} + \tau_{вых}$	$\frac{\tau_{вх} + \tau_{вых}}{F}$
$m$	$\frac{\tau_{вх}^0 \tau_{вых}}{\tau_{экв}^2}$	$\frac{\tau_{вх}^0 \tau_{вых}}{\tau_{экв}^2 F}$
$\tau_{вх}$	$(R_\Gamma \parallel R_3) \left[ \frac{C_{3H}}{F} + C_{3c} (1 + K_U^0) \right]$	$(R_\Gamma \parallel R_3 \parallel R_{3c}) [C_{3H} + C_{3c} (1 + K_U^0)]$
$\tau_{вых}$	$(R_c \parallel R_H) \times (C_{3c} + C_{си})$	$(R_c \parallel R_H \parallel R_{3c}) (C_{3c} + C_{си})$
$\tau_{вх}^0$	$(R_\Gamma \parallel R_3) (C_{3H} + C_{3c})$	$(R_\Gamma \parallel R_3 \parallel R_{3c}) (C_{3H} + C_{3c})$

Примечание.  $F_\Gamma^\infty = F(R_\Gamma \rightarrow \infty)$ ;  $F_H^\infty = F(R_H \rightarrow \infty)$ .

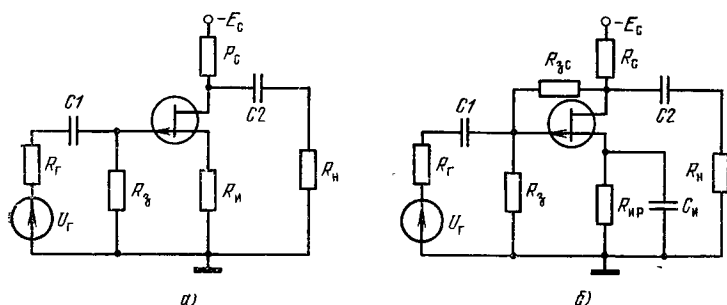


Рис. 2.24. Усилитель ОИ с последовательной (а) и с параллельной (б) обратной связью

**Каскады ОИ с обратной связью.** На рис. 2.24 показаны две типовые схемы каскада ОИ с последовательной ОС по току и с параллельной ОС по напряжению [3, 5, 6, 38]. Здесь  $R_{и}$ ,  $R_{зс}$  — резисторы ОС;  $R_{нр}$ ,  $C_{н}$  — цепь для создания нормального режима по постоянному току в каскаде с параллельной ОС (цепь  $R_{нр}$ ,  $C_{н}$  может быть заменена источником напряжения, а в каскадах на МДП-транзисторах может вообще отсутствовать).

В табл. 2.4 даны формулы для расчета каскадов рис. 2.24 в установившемся режиме и в области малых времен.

Для ориентировочных расчетов рассматриваемых каскадов в установившемся режиме можно пользоваться следующими упрощенными соотношениями:

— для усилителя с последовательной ОС по току

$$K_U \approx \frac{R_c \parallel R_n}{R_{и}}, R_{вх} = R_3, R_{вых} \approx R_c;$$

— для усилителя с параллельной ОС по напряжению

$$K_U \approx \frac{R_{зс}}{R_r}, R_{вх} \approx \frac{R_{зс} \parallel R_3}{1 + S(R_c \parallel R_n)},$$

$$R_{вых} \approx \frac{1 + R_{зс}/R_r}{S}.$$

Приближенные формулы для расчета данных каскадов в области малых времен сведены в табл. 2.5.

Для характеристики возможностей последовательной и параллельной ОС в каскадах ОИ необходимо сравнить схемы, содержащие эти обратные связи. Оценивать схе-

*Формулы для ориентировочных практических расчетов параметров усилителей ОИ с обратной связью в области малых времен*

Параметр	С последовательной ОС по току	С параллельной ОС по напряжению
$\tau_{вх}$	$R_{г} \left( \frac{C_{зи}}{1+SR_{и}} + C_{зс} \frac{R_{с} \parallel R_{и}}{R_{и}} \right)$	$(R_{г} \parallel R_{зс}) [C_{зи} + C_{зс} (1 + SR_{с} \parallel R_{и})]$
$\tau_{вых}$	$(R_{с} \parallel R_{и}) (C_{зс} + C_{си})$	
$\tau^0_{вх}$	$R_{г} (C_{зи} + C_{зс})$	$(R_{г} \parallel R_{зс}) (C_{зи} + C_{зс})$

мы рис. 2.24,а и б будем по важнейшим для импульсных усилителей показателям — стабильности и быстродействию.

Для исследования стабильности усилительных схем в настоящей книге (гл. 2 и 4) используется широко распространенный в инженерной практике аппарат чувствительности [91, 93]. Чувствительность по данному элементу  $M$  схемы определяется как  $\sigma_M = \frac{\partial M}{M} / \frac{\partial K}{K}$ , где

$\partial M/M$  — отклонение параметра элемента от первоначального значения  $M$ ;  $\partial K/K$  — изменение коэффициента усиления схемы, вызванное этим отклонением.

Главной причиной нестабильности в усилителе являются активные элементы (вклад пассивных элементов обычно несуществен). Поэтому оценка схем ОИ с последовательной и параллельной ОС будет непосредственно вытекать из сравнения их чувствительностей по крутизне полевого транзистора  $\sigma_s$ . Ввиду того, что полевой транзистор находится в кольце одной ОС (последовательной или параллельной) и сквозная передача сигнала в схеме пренебрежимо мала, чувствительности  $\sigma_s$  определяются глубиной ОС  $\sigma_s = F$  [97], а их отношение  $\sigma'_s / \sigma''_s \approx 1 + R_{г}/R_{зс}$  ( $\sigma'_s$  — чувствительность схемы с последовательной ОС,  $\sigma''_s$  — с параллельной).

Отсюда следует, что схема ОИ с последовательной (рис. 2.24,а) ОС по отношению к схеме с параллельной ОС (рис. 2.24,б) имеет лучшую стабильность коэффи-

циента усиления)<sup>4)</sup>. Реально в типовых схемах на ПТ выигрыш в стабильности составляет 5 ... 15%.

**Пример.** Усилители ОИ с последовательной ОС и с параллельной ОС собраны на ПТ типа КП103К ( $S=1$  мА/В). Коэффициент усиления схем равен двум. Схемные резисторы имеют следующие величины:  $R_c=9,1$  кОм,  $R_n=3,5$  кОм,  $R_{зс}=2,8$  МОм. Сопротивление нагрузки  $R_n=1$  МОм, сопротивление источника сигналов  $R_r=1$  МОм. Если в результате влияния дестабилизирующих факторов крутизна ПТ уменьшится в 3 раза, то выигрыш в стабильности коэффициента усиления схемы с последовательной ОС по отношению к схеме с параллельной ОС составит 12%.

Анализ переходных процессов в усилителях (рис. 2.24) показывает, что наивысшим быстродействием (минимальный фронт) обладает схема с параллельной ОС по напряжению. Типичная величина выигрыша в быстродействии при емкостях источника сигнала  $C_r=0$  лежит в пределах 15 ... 30%. В предельном случае  $C_r \gg C_{зи} + C_{зс}$  схема ОИ с параллельной ОС в несколько раз превосходит схему с последовательной ОС по быстродействию:

$$\frac{t'_n}{t''_{n \text{ пред}}} \approx 1 + \frac{S(R_c \parallel R_n)}{1 + R_{зс}/R_r}.$$

**Пример.** Каскады с общим истоком с последовательной и параллельной ОС, построенные на ПТ типа КП103К ( $S=1$  мА/В), при значениях сопротивлений  $R_r=1$  МОм,  $R_n=1$  МОм,  $R_c=9,1$  кОм,  $R_n=3,5$  кОм,  $R_{зс}=2,8$  МОм и емкости  $C_r=0$  имеют следующие параметры:  $t_n \approx 23$  мкс,  $K_U=2$  (схема с последовательной ОС);  $t_n \approx 18$  мкс,  $K_U=2$  (схема с параллельной ОС). Выигрыш по быстродействию схемы с параллельной ОС составляет  $\sim 28\%$ .

**Каскады с повышенным входным сопротивлением.** В тех случаях, когда требуется повысить входное сопротивление каскада, а сделать это простым увеличением  $R_3$  невозможно (из-за влияния токов затвора ПТ), широкое применение в каскадах на ПТ находят схемы усилителя (рис. 2.25,а) и повторителя (рис. 2.25,б). В первой схеме резистор в цепи затвора соединен с истоком ПТ, делитель  $R1-R2$  задает необходимое напряжение смещения (причем  $R1 \parallel R2 \ll R_3$ ), а  $C3$  — раздельный конденсатор. В схеме рис. 2.25,б резистор  $R_3$  подключен к делителю  $R1-R2$  истоковой цепи ПТ. Ча-

<sup>4)</sup> Указанное преимущество схемы ОИ с последовательной ОС объясняется тем, что в этой схеме входная и выходная цепи практически «развязаны» от пассивного (шунтирующего) влияния резистора обратной связи. В итоге такого влияния уменьшается коэффициент усиления и глубина ОС схемы [91]. В схеме ОИ с параллельной ОС данный эффект заметно проявляется во входной цепи.

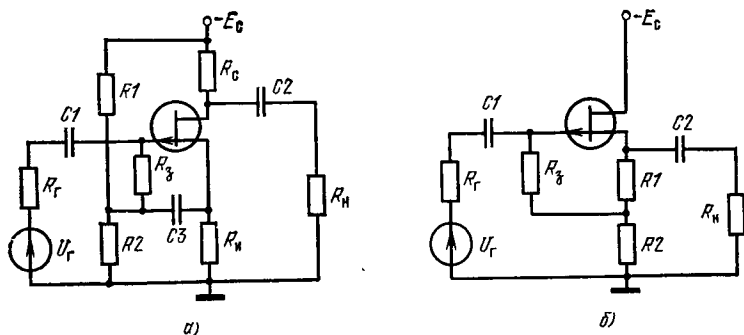


Рис. 2.25. Усилитель ОИ (а) и истоковый повторитель (б) со следящей обратной связью

стичное включение  $R_3$  наряду с увеличением входного сопротивления схемы позволяет получать требуемое автоматическое смещение в ПТ. Входное сопротивление усилителя на рис. 2.25,а определяется формулой  $R_{вх} \approx R_3(1 + SR_H)$ .

Для повторителя рис. 2.25,б

$$R_{вх} \approx R_3 \frac{1 + SR_H}{1 + [R_1 / (R_1 + R_2)] SR_H}.$$

В зависимости от точки подключения резистора  $R_3$  входное сопротивление повторителя может изменяться в пределах от  $R_{вх} = R_3$  при  $R_2 = 0$  до  $R_{вх} = R_3[1 + S[(R_1 + R_2) \parallel R_H]]$  при  $R_1 = 0$ . Последний случай имеет место при соединении  $R_3$  с истоком ПТ и соответствует наибольшему значению входного сопротивления.

Практически рассматриваемые схемы позволяют увеличить входное сопротивление каскада в несколько раз. Сравнение параметров усилителей ОИ (рис. 2.24,а и 2.25,а) в установившемся режиме и области малых времен показывает, что различие указанных схем сводится лишь к большей величине входного сопротивления схемы на рис. 2.25,а. Аналогичный вывод справедлив и для повторителей на рис. 2.7 и 2.25,б [41].

## 2.7. Усилители высокой частоты

**Основные характеристики.** Обобщенная эквивалентная схема усилителя высокой частоты (УВЧ) показана на рис. 2.26 [21, 66, 132], где ПТ отражен как четырехполюсник



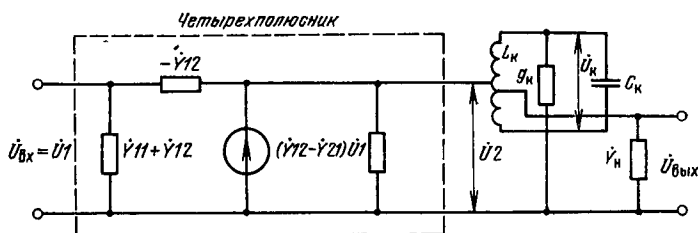


Рис. 2.26. Обобщенная эквивалентная схема усилителя высокой частоты

Коэффициент усиления УВЧ определяется формулой

$$K_U = \frac{\dot{Y}_{21} m_1 m_2}{m_1^2 \dot{Y}_{22} + Y_K + m_2^2 \dot{Y}_H},$$

где  $m_1 = U_2/U_K$ ,  $m_2 = U_{ВЫХ}/U_K$  — коэффициенты трансформации;  $\dot{Y}_K$  и  $\dot{Y}_H$  — проводимости контура и нагрузки.

Резонансный коэффициент усиления каскада равен

$$K_{U0} = \frac{|\dot{Y}_{21}| m_1 m_2}{m_1^2 g_{22} + g_K + m_2^2 g_H}.$$

Входная проводимость УВЧ находится из выражения

$$\dot{Y}_{вх} = \dot{Y}_{11} + \frac{m_1}{m_2} \dot{Y}_{12} K_U.$$

Амплитудно-частотная (АЧХ) и фазочастотная (ФХЧ) характеристики каскада с общим истоком (рис. 2.27) описываются формулами

$$K_U/K_{U0} = 1/\sqrt{1 + \xi^2}, \quad \varphi = -\arctg \xi.$$

Здесь  $K_U = |\dot{Y}_{21}| m_1 m_2 / g_{22} \sqrt{1 + \xi^2}$  — модуль коэффициента усиления схемы с учетом расстройки;  $K_{U0} = |\dot{Y}_{21}| m_1 m_2 / g_{22}$  — резонансный

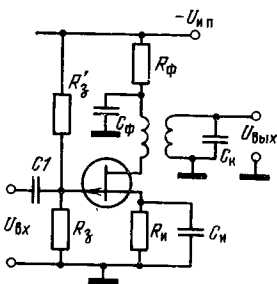


Рис. 2.27. Усилитель высокой частоты

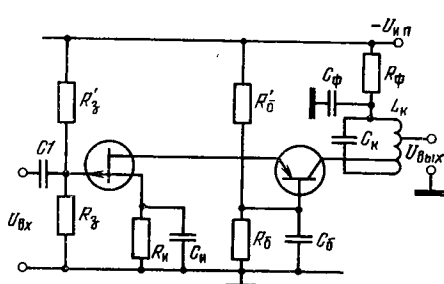


Рис. 2.28. Каскодный усилитель высокой частоты

коэффициент усиления каскада;  $\xi$  — обобщенная расстройка;  $g_a = m_2^2 g_{22} + g_k + m_2^2 g_n$  — эквивалентная резонансная проводимость контура. Приведенные выше характеристики УВЧ с общим истоком сходны по структуре с АЧХ и ФЧХ одиночного колебательного контура.

**Коэффициент шума.** Для расчета коэффициента шума УВЧ составляют эквивалентную схему, которая включает в себя эквивалентную шумовую схему транзистора и пересчитанные ко входу транзистора шумовые токи источника сигнала, входного контура и их проводимостей. Подробная методика расчета дана в работах [21, 66, 132]. Остановимся на итоговых соотношениях.

Коэффициент шума  $F_{ш}$  для каскада УВЧ с общим истоком, определяемый отношением квадратов напряжений шума на входе ПТ и шума источника сигнала, равен

$$F_{ш} = \frac{U_{ш\text{вх}}^2}{U_{шг}^2} \approx 1 + \frac{g'_k}{g'_r} + \frac{g_{11}}{g'_r} + R_{ш} \frac{(g'_r + g'_k + g_{11})^2}{g'_r},$$

где  $g'_r$ ,  $g'_k$  — пересчитанные ко входу транзистора проводимости источника сигнала и колебательного контура;  $g_{11}$  — входная проводимость ПТ;  $R_{ш} = (0,6 \dots 0,75)/g_{21}$  — шумовое сопротивление, характеризующее тепловой шум в токопроводящем канале ПТ. Проводимости  $g'_r$  и  $g'_k$  выражаются формулами  $g'_r = H^2 g_r$  ( $H = m_1/m_2$  — общий коэффициент трансформации входного контура) и  $g'_k = g_k/m_2^2$ .

В режиме согласования, когда  $g'_r = g'_k + g_{11}$ , коэффициент шума может быть определен из следующего соотношения:

$$F_{ш\text{ согл}} \approx 2 + (2,4 \dots 2,8) g_{11}/g_{21}.$$

Общий коэффициент трансформации в режиме согласования равен

$$H_{\text{согл}} = \sqrt{(g'_k + g_{11})/g_r}.$$

Коэффициент шума каскада будет минимален при некотором значении  $g'_r = g'_r_{\text{опт}}$ , которое обеспечивается при общем коэффициенте трансформации

$$H = H_{\text{согл}} \sqrt[4]{1 + 1/R_{ш} (g'_k + g_{11})}.$$

Для уменьшения коэффициента шума схемы необходимо выбирать ПТ с наименьшими величинами  $R_{ш} g_{11}$ . Коэффициент шума УВЧ, построенных на современных ПТ, лежит в пределах 1,5...5 [6, 132].

**Устойчивый коэффициент усиления.** Степень устойчивости усилительного каскада при возникновении положительной обратной связи через проходную проводимость активного элемента<sup>1)</sup> характеризуют с помощью коэффициента устойчивости:  $K_y = K_U/K_{U\text{ пос}}$ , где  $K_U$ ,  $K_{U\text{ пос}}$  — соответственно коэффициенты усиления УВЧ без ОС и с положительной ОС, причем  $0 \leq K_y \leq 1$ . С учетом условия  $\text{Im}(K_U \delta) = 0$  коэффициент устойчивости будет определяться формулой  $K_y = 1 - \text{Re}(K_U \delta)$ .

<sup>1)</sup> При анализе устойчивости УВЧ полагают, что паразитные ОС по цепям питания и за счет емкостной и магнитной связи входа и выхода могут быть устранены схемными и конструктивными путями. ОС за счет проходной проводимости активного элемента полностью устранить невозможно, поэтому она становится предметом специального рассмотрения.

Здесь  $\operatorname{Re}(K_U \delta)$  и  $\operatorname{Im}(K_U \delta)$  представляют действительную и мнимую части петлевого усиления

$$K_U \delta = \operatorname{Re}(K_U \delta) + j \operatorname{Im}(K_U \delta).$$

В практических схемах УВЧ типичные значения коэффициента устойчивости лежат в пределах 0,8 ... 0,9.

Зная величину  $K_y$ , можно найти устойчивый коэффициент усиления каскада

$$K_{U \text{ уст}} = \sqrt{2(1 - K_y) g_{21} / \omega C_{зс}}.$$

Данная формула справедлива для типовых каскадов УВЧ на полевых транзисторах с общим истоком: рабочий диапазон применения ПТ лежит в границах  $f_1 \leq 0,7 f_g$ , коэффициенты трансформации на входе исследуемого и следующего за ним каскадов одинаковы, входной и выходной контуры настроены на одну частоту.

Высокой устойчивостью и низким коэффициентом шума обладают каскодные схемы, причем первое из указанных свойств обеспечивается за счет малой внутренней ОС схемы (см. § 3.2). Каскодные схемы обычно применяют в первых каскадах УВЧ.

Типичным представителем каскодной схемы является схема ОИ — ОБ (рис. 228). Модуль коэффициента усиления этой схемы определяется выражением

$$K_U = g_{21} m_1 m_2 R_{э2},$$

где  $g_{21}$  — крутизна ПТ;  $R_{э2}$  — эквивалентное сопротивление контура второго каскада. Коэффициент шума схемы приблизительно равен коэффициенту шума каскада с общим истоком [6, 132].

**Коэффициенты нелинейных искажений и перекрестной модуляции.** Нелинейность вольт-амперной характеристики ПТ приводит к искажениям усиленных сигналов. К их числу в каскадах УВЧ относятся нелинейные искажения и перекрестная модуляция. Характеристикой степени этих искажений служат коэффициенты нелинейных искажений  $K_{ни}$  и перекрестной модуляции  $K_{пм}$ . В каскаде УВЧ на полевом транзисторе указанные коэффициенты определяются формулами [132].

$$K_{ни} = \frac{3}{16} \frac{g'_{21}}{g_{21}} m_c U_{с \text{ max}}^2,$$

$$K_{пм} = \frac{1}{2} \frac{m_m}{m_c} \frac{g'_{21}}{g_{21}} U_{м \text{ max}}^2.$$

Здесь  $g'_{21}$  — вторая производная крутизны ПТ;  $U_{с \text{ max}}$  и  $U_{м \text{ max}}$  — амплитуды сигнала несущей частоты и мешающего сигнала на входе каскада;  $m_c$  и  $m_m$  — коэффициенты амплитудной модуляции полезного и мешающего сигналов.

Как видно из приведенных формул, для уменьшения нелинейных искажений и перекрестной модуляции в усилителях высокой частоты на полевых транзисторах следует выбирать режим ПТ, при котором отношение  $g'_{21}/g_{21}$  минимально

## Глава третья

# Комбинированные усилительные каскады, использующие сочетание полевых транзисторов с биполярными

---

### 3.1. Схемы включения

Замечательные свойства полевых транзисторов — высокое входное сопротивление, возможность получения нулевого температурного дрейфа, высокая радиационная стойкость, низкий уровень шумов, простота технологии — обуславливают широкое применение этих приборов в усилительной технике. Особо следует отметить, что биполярные транзисторы первыми двумя свойствами принципиально не обладают. Главный недостаток ПТ — невысокая крутизна. Поэтому весьма перспективны каскады, в которых используется сочетание полевых транзисторов с биполярными — так называемые комбинированные каскады. В них наилучшим образом реализуются достоинства обоих активных элементов: высокое входное сопротивление полевых и значительное усиление биполярных транзисторов.

Усилительные каскады, использующие только ПТ, применяются значительно реже. Современные усилители на этих транзисторах в обычных условиях работы (без применения микрорежима) имеют несколько меньшие шумы [68, 81, 103], но в то же время дают существенно меньшее (в 5 ... 15 раз) усиление по сравнению с комбинированными схемами. При этом преимущество по шумам наиболее заметно при сравнительно больших токах. Использование микрорежима ПТ в первом каскаде, позволяя повысить усиление и уменьшить потребляемую мощность, в то же время приводит к росту нелинейных искажений, шумов и снижению быстродействия [70].

Каскады, сочетающие дискретные ПТ и интегральные операционные усилители, уступают комбинированным каскадам по важнейшим показателям — быстродействию (в 10 раз и более), стабильности (в 5 раз и более) [71], хотя и позволяют реализовать большое усиление. Основная область применения комбинированных

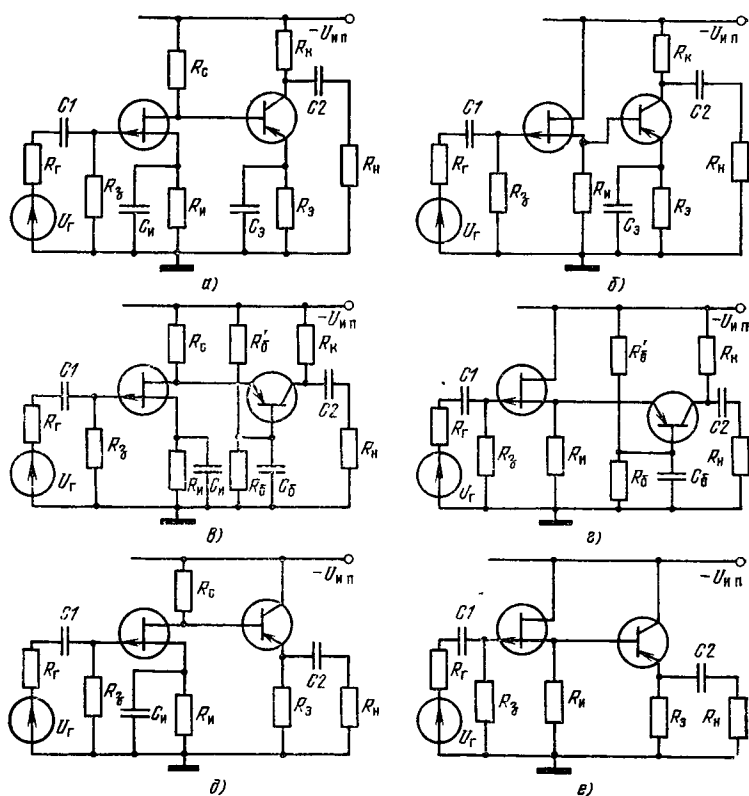


Рис. 3.1. Схема усилителя ОИ—ОЭ (а), ОС—ОЭ (б), ОИ—ОБ (в), ОС—ОБ (г), ОИ—ОК (д) и ОС—ОК (е)

каскадов — устройства с высокоомными датчиками сигнала [1—3, 38, 43, 80, 87].

В комбинированных схемах возможны девять вариантов соединения ПТ и БТ (когда полевой транзистор применяется в первом каскаде) [3]. Шесть из них (рис. 3.1) позволяют реализовать высокое входное сопротивление ПТ: общий исток — общий эмиттер (ОИ—ОЭ), общий сток — общий эмиттер (ОС—ОЭ), общий исток — общая база (ОИ—ОБ), общий сток — общая база (ОС—ОБ), общий исток — общий коллектор (ОИ—ОК), общий сток — общий коллектор (ОС—ОК).

Наиболее часто в устройствах с высокоомными датчиками сигнала используются четыре варианта соединения ПТ и БТ: ОИ—ОЭ, ОС—ОЭ, ОИ—ОБ, ОС—ОК. Схема ОИ—ОЭ (рис. 3.1,а) обеспечивает максимальное усиление [1, 3, 72], схема ОС—ОЭ<sup>1)</sup> (рис. 3.1,б) — достаточно большое усиление, а также высокий входной импеданс, высокое быстродействие и стабильность [5, 73—75]. Схема ОИ—ОБ<sup>2)</sup> (рис. 3.1,в) (каскод) — малые шумы и однонаправленность сигнала, т. е. практическое отсутствие реакции выхода на вход [6, 76—78]. Схема ОС—ОК (рис. 3.1,г) применяется как повторитель напряжения<sup>3)</sup> [75, 79].

Схема ОС—ОБ (рис. 3.1,з) обеспечивает однонаправленность, как и схема ОИ—ОБ, и, кроме того, синфазность входного и выходного напряжения [3]. Схема ОИ—ОК (рис. 3.1,д) наряду с преобразованием импедансов способна обеспечить усиление сигнала [82].

Комбинированные каскады, у которых ПТ в первом каскаде включен по схеме с общим затвором, используются ограниченно, так как в них теряется одно из главных преимуществ ПТ — высокое входное сопротивление, и потому ниже не рассматриваются.

Гальваническая связь в усилителях постоянного тока (УПТ) осуществляется известными способами [3, 7]. Входная цепь полевого транзистора в УПТ подключается к источнику сигнала без резистора  $R_3$ . При необходимости получить начальное смещение в ПТ во входной цепи может присутствовать делитель напряжения.

<sup>1)</sup> В тех случаях, когда напряжение на резисторах  $R_c$  и  $R_n$  соответственно в схемах ОИ—ОЭ и ОС—ОЭ не превышает значений, допустимых на переходе база — эмиттер, БТ может быть непосредственно (без цепи  $R_c C_c$ ) своими входными зажимами подключен к указанным резисторам, причем в схеме ОС—ОЭ исключение цепи  $R_c$ ,  $C_c$  не повлечет других изменений. В усилителе ОИ—ОЭ при этом наряду с включением входных зажимов БТ к резистору  $R_c$  требуется применить БТ противоположного типа проводимости. Например, для схемы, показанной на рис. 3.1 (ПТ с каналом  $p$ -типа), вместо БТ с проводимостью  $p-n-p$  необходимо применить БТ с проводимостью  $n-p-n$  (см. рис. 3.3).

<sup>2)</sup> При равенстве режимных токов эмиттера и стока резистор в выходной цепи ПТ в усилителях ОИ—ОБ, ОС—ОБ может быть исключен.

<sup>3)</sup> Сложные повторители применяются в случаях, когда требуются очень малые значения выходного сопротивления (единицы ом) и высокая стабильность характеристик. Однокаскадные схемы истоковых повторителей при этом оказываются непригодными.

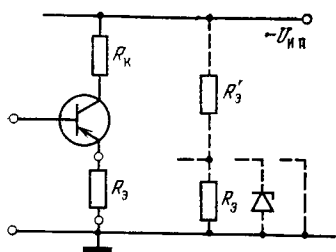


Рис. 3.2. Варианты схем согласования уровней по постоянному току в каскаде с общим эмиттером

Режим ПТ в каскаде с общим истоком может быть задан с помощью резистора в цепи истока, с применением источника смещения. При усилении однополярных сигналов ПТ (а МДП-транзисторы со встроенным каналом — и при двухполярных сигналах на входе) могут работать при нулевом смещении на затворе. Обеспечение режима ПТ в схемах ОС—ОЭ, ОС—ОК,

ОС—ОБ, а также согласование каскадов по постоянному току в схемах ОС—ОК, ОИ—ОК, ОИ—ОБ, ОС—ОБ в УПТ не требует дополнительных мер.

Согласование каскадов по постоянному току в усилителях ОИ—ОЭ и ОС—ОЭ достигается одним из известных способов (рис. 3.2) — применением резистора  $R_3$ , стабилитрона, делителя напряжения или вообще без согласующих элементов (см. сноску с. 93). Для согласования потенциальных уровней второго каскада и нагрузки можно включить источник смещения в цепь нагрузки.

В качестве примеров каскадов УПТ на рис. 3.3,а приведена схема ОИ—ОЭ, на рис. 3.3,б схема ОС—ОЭ, на рис. 3.3,в схема ОИ—ОБ (цепь нагрузки — согласующий элемент для простоты не показана).

Комбинированные каскады с гальванической связью используются и в интегральных усилителях, при этом чаще применяются ПТ, чем МДП-транзисторы [19, 20, 29, 82, 84, 85, 88, 95]. Сочетание МДП- и биполярных транзисторов в интегральных схемах пока ограничено трудностью интегрального исполнения такого сочетания в едином технологическом цикле [38]. По ряду параметров (стабильность, шумы, быстродействие, напряжение смещения, входные токи, линейность) усилители с применением дискретных ПТ превосходят современные интегральные усилители [71].

Анализу комбинированных каскадов посвящен ряд работ [1—5, 21, 38]. Наиболее полно рассмотрены вопросы обеспечения режима по постоянному току, шумовые характеристики и частотно-избирательные свойства

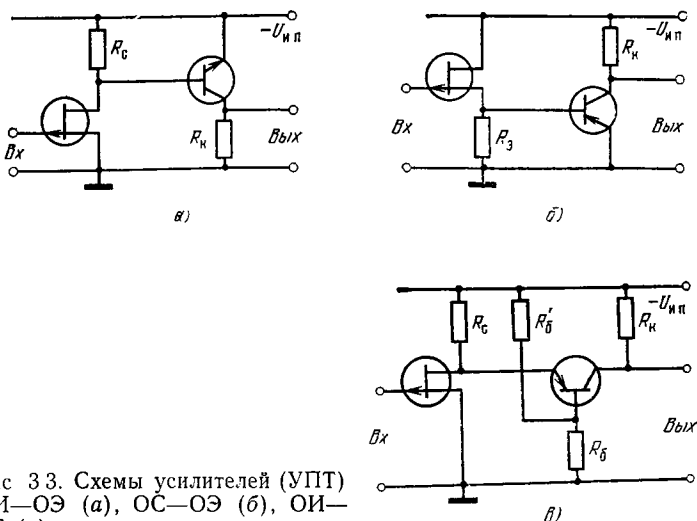


Рис 3.3. Схемы усилителей (УПТ) ОИ—ОЭ (а), ОС—ОЭ (б), ОИ—ОБ (в)

каскадов. В то же время мало исследованы такие важные характеристики, как температурная стабильность и дрейф, стабильность по переменному току, импульсные характеристики. Третья и четвертая главы посвящены рассмотрению этих вопросов.

### 3.2. Установившийся режим

Усилительные каскады наиболее удобно рассчитывать с помощью эквивалентных схем. Например, в эквивалентной схеме усилителя ОИ—ОЭ для расчета в области установившегося режима и малых времен [83] биполярный транзистор представлен  $T$ -образной эквивалентной схемой, в которой  $\beta(p) = \beta / (1 + p\tau_b)$  — операторный коэффициент передачи тока базы. Схема на рис. 3.4 справедлива и для ПТ, и для МДП-транзисторов с закороченной на исток подложкой <sup>1)</sup>.

**Параметры каскадов.** Коэффициент усиления по напряжению комбинированных каскадов определяется произведением коэффициентов усиления первого и вто-

<sup>1)</sup> Соответственно и расчетные формулы установившегося и переходного режимов для рассматриваемых вариантов соединения ПТ и БТ одинаково приемлемы для ПТ и МДП-транзисторов.



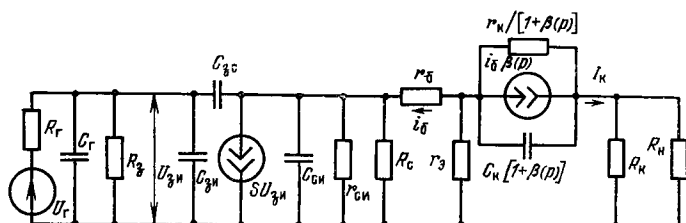


Рис. 3.4. Эквивалентная схема усилителя ОИ—ОЭ для установившегося режима и области малых времен

Таблица 3.1

Формулы для расчета коэффициентов усиления комбинированных каскадов в установившемся режиме

Тип схемы	$K_{U1}$	$K_{U2}$
ОИ — ОЭ	$\frac{R_{BX1}}{R_r + R_{BX1}} S (R_c \parallel R_{BX2})$	$\frac{\beta \gamma_K (R_K \parallel R_H)}{R_{BX2}}$
ОС — ОЭ	$\frac{R_{BX1}}{R_r + R_{BX1}} \frac{S (R_H \parallel R_{BX2})}{1 + S (R_H \parallel R_{BX2})}$	$\frac{\beta \gamma_K (R_K \parallel R_H)}{R_{BX2}}$
ОИ — ОБ	$\frac{R_{BX1}}{R_r + R_{BX1}} S (R_c \parallel R_{BX2})$	$\frac{\alpha \gamma_K (R_K \parallel R_H)}{R_{BX2}}$
ОС — ОБ	$\frac{R_{BX1}}{R_r + R_{BX1}} \frac{S (R_H \parallel R_{BX2})}{1 + S (R_H \parallel R_{BX2})}$	$\frac{\alpha \gamma_K (R_K \parallel R_H)}{R_{BX2}}$
ОИ — ОК	$\frac{R_{BX1}}{R_r + R_{BX1}} S (R_c \parallel R_{BX2})$	$\frac{(1 + \beta \gamma_K) (R_3 \parallel R_H)}{R_{BX2}}$
ОС — ОК	$\frac{R_{BX1}}{R_r + R_{BX1}} \frac{S (R_H \parallel R_{BX2})}{1 + S (R_H \parallel R_{BX2})}$	$\frac{(1 + \beta \gamma_K) (R_3 \parallel R_H)}{R_{BX2}}$

Примечание.

$\gamma_K = r_K^* / (r_K^* + R_K \parallel R_H)$  — для схем ОИ—ОЭ, ОС—ОЭ;  $\gamma_K = r_K / (r_K + R_K \parallel R_H)$  — для схем ОИ—ОБ, ОС—ОБ;  $\gamma_K = r_K^* / (r_K^* + R_3 \parallel R_H)$  — для схем ОС—ОК, ОИ—ОК;  
 $R_{BX1} = R_3$ ;  
 $R_{BX2} = r_6 + r_3 (1 + \beta \gamma_K)$  — для схем ОИ—ОЭ, ОС—ОЭ;  $R_{BX2} = r_3 + r_6 (1 - \alpha \gamma_K)$  — для схем ОИ—ОБ, ОС—ОБ;  $R_{BX2} = r_6 + (r_3 + R_3 \parallel R_H) (1 + \beta \gamma_K)$  — для схем ОС—ОК, ОИ—ОК;  
 $\alpha = \beta / (1 + \beta)$ ;  $r_K^* = r_K / (1 + \beta)$

рого каскадов ( $K_U = K_{U1} K_{U2}$ ). Достаточно строгие формулы для расчета их коэффициентов усиления приведены в табл. 3.1 [83, 86, 89, 90].

Входное сопротивление схем на рис. 3.1 практически равно сопротивлению режимного резистора в цепи затвора  $R_{вх} = R_3$ .

Выходное сопротивление исследуемых схем определяется следующими формулами [83, 86, 89, 90]:

$$R_{вых} = [r_{\kappa}^* (1 + \gamma_6 \beta)] \parallel R_{\kappa} \text{ для схем ОИ—ОЭ, ОС—ОЭ;}$$

$$R_{вых} = [r_{\kappa} (1 - \gamma_3 \alpha)] \parallel R_{\kappa} \text{ для схем ОИ—ОБ, ОС—ОБ;}$$

$$R_{вых} = \left( \frac{R_{вых1}}{1 + \beta} + r_9 \right) \parallel R_9 \text{ для схем ОС—ОК, ОИ—ОК.}$$

Здесь коэффициенты токораспределения в базовой и эмиттерной цепях БТ ( $\gamma_6$  и  $\gamma_3$ ) рассчитываются из соотношений

$$\gamma_6 = r_9 / (R_{вых1} + r_9 + r_6) \text{ для схем ОИ—ОЭ, ОС—ОЭ;}$$

$$\gamma_3 = r_6 / (R_{вых1} + r_9 + r_6) \text{ для схем ОИ—ОБ, ОС—ОБ;}$$

$$\gamma_6 = (r_9 + R_9 \parallel R_H) / (R_{вых1} + r_6 + r_9 + R_9 \parallel R_H) \text{ для схем ОС—ОК, ОИ—ОК.}$$

Выходное сопротивление первого каскада  $R_{вых1}$ , входящее в выражения для коэффициентов  $\gamma_6$  и  $\gamma_3$ , определяется формулами

$$R_{вых1} = R_c \text{ для схем ОИ—ОЭ, ОИ—ОБ, ОИ—ОК;}$$

$$R_{вых1} = R_H \parallel (1/S) \text{ для схем ОС—ОЭ, ОС—ОБ, ОС—ОК.}$$

При ориентировочных расчетах комбинированных каскадов в установившемся режиме и в области малых времен (табл. 3.2) можно пренебречь шунтирующим действием сопротивлений  $r_{сш}$  и  $r_{\kappa}^*$ . Кроме того, можно считать  $R_c \gg r_6 + r_9$ ,  $R_H \gg r_6 + r_9$ ,  $\beta r_9 \gg r_6$  [83, 86, 89, 90].

Большой интерес для разработчиков аппаратуры представляет вопрос достижения максимального усиления в усилительных каскадах. Используя данные табл. 3.1 и переписав формулу для  $K_U$  схемы ОИ—ОЭ в виде

$$K_U = \frac{R_3}{R_r + R_3} \frac{S \beta \gamma_{\kappa} (R_{\kappa} \parallel R_H)}{1 + R_{вх2}/R_{вых1}},$$

можно видеть, что наряду с такими параметрами, как  $S$ ,  $\beta$ ,  $R_H$ , на коэффициент усиления оказывает влияние соотношение между входным сопротивлением второго

Таблица 3.2

*Формулы для ориентировочных практических расчетов параметров комбинированных каскадов в установившемся режиме*

Тип схемы	$K_U$	$R_{вых}$
ОИ — ОЭ	$S\beta (R_K \parallel R_H)$	$R_K$
ОС — ОЭ	$\frac{S\beta (R_K \parallel R_H)}{1 + S\beta r_3}$	$R_K$
ОИ — ОБ	$S (R_K \parallel R_H)$	$R_K$
ОС — ОБ	$S (R_K \parallel R_H)$	$R_K$
ОИ — ОК	$SR_C$	$R_C/\beta + r_3$
ОС — ОК	$\frac{SR_H}{1 + SR_H}$	$\frac{1}{S\beta} + r_3$

каскада  $R_{вх2}$  и выходным сопротивлением первого каскада  $R_{вых1}$ . Для получения наибольшего усиления в рассматриваемых схемах необходимо, чтобы между выходным сопротивлением первого каскада и входным сопротивлением второго каскада имело место соотношение  $R_{вх2} \ll R_{вых1}$ . Предельный коэффициент усиления по напряжению схемы ОИ—ОЭ получится при  $R_3 \rightarrow \infty$ ,  $R_C \rightarrow \infty$ ,  $R_K \rightarrow \infty$ ,  $R_H \rightarrow \infty$ ,  $K_{Uпред} = S r_K$  ( $r_K$  — сопротивление коллекторного перехода в схеме с общей базой).

Предельный коэффициент усиления для современных транзисторов может достигать величин порядка десятков тысяч и более. Проведя аналогичное исследование коэффициентов  $K_U$  для схем ОС—ОЭ, ОС—ОК, ОИ—ОБ, ОИ—ОК, нетрудно убедиться в справедливости приведенной выше рекомендации по достижению максимума усиления и для них<sup>1)</sup>.

**Сравнение каскадов в установившемся режиме.** Анализ формул установившегося режима (табл. 3.1) подтверждает, что наибольшим усилением по напряжению из шести комбинированных каскадов обладает каскад ОИ—ОЭ (типичные значения коэффициента усиления

<sup>1)</sup> Реализация неравенства  $R_{вх2} \ll R_{вых1}$  в каскадах ОИ—ОБ, ОС—ОБ не представляет проблемы, ибо входное сопротивление второго каскада у них обычно лежит в пределах единиц — десятков ом.

с использованием современных транзисторов лежат в пределах 50 ... 500). Схемы ОС—ОЭ и ОИ—ОБ дают усиление, меньшее соответственно в 2 ... 10 и в десятки раз.

Усилитель ОС—ОБ практически обеспечивает такое же усиление, как и ОИ—ОБ, и отличается от последнего только полярностью выходного напряжения (она совпадает с полярностью входного). Усиление схемы ОИ—ОК — одного порядка с усилением схемы ОИ—ОБ.

**Пример.** Если при построении комбинированных каскадов в качестве ПТ взять транзистор КП305Д ( $S=5$  мА/В), а в качестве БТ — транзистор ГТ313Б ( $\beta=100$ ,  $r_{\Sigma}=25$  Ом), то при сопротивлениях  $R_1=1$  МОм,  $R_n=2$  кОм,  $R_c=R_k=2,1$  кОм,  $R_3=10$  МОм получаются следующие коэффициенты усиления:  $K_U=205$  (схема ОИ—ОЭ),  $K_U=31$  (схема ОС—ОЭ),  $K_U=5$  (схема ОИ—ОБ),  $K_U=10$  (схема ОИ—ОК),  $K_U=0,8$  (схема ОС—ОК).

Из всех шести схем только в двух (ОС—ОК и ОС—ОЭ) имеется местная отрицательная обратная связь по переменному и постоянному току в обоих каскадах. Поэтому эти схемы обладают лучшей стабильностью, чем остальные. Усилители ОИ—ОЭ и ОИ—ОК имеют местную обратную связь по переменному и постоянному току только во втором каскаде. В каскадах ОС—ОБ, ОИ—ОБ обратная связь практически отсутствует.

### 3.3. Температурный дрейф и его компенсация

Наибольшее значение температурный дрейф имеет для усилителей постоянного тока и интегральных усилителей. Поскольку в них, как уже отмечалось, в настоящее время чаще применяется сочетание ПТ и БТ, чем МДП-транзисторов и БТ, то ниже рассматривается температурный дрейф в каскадах, использующих только первое сочетание.

Как было показано в гл. 1, температурные коэффициенты тока стока  $\alpha_I$  и крутизны  $\alpha_S$  полевого транзистора в зависимости от напряжения смещения затвористок могут быть положительны, отрицательны или равны нулю. Это позволяет в комбинированных каскадах получить взаимную компенсацию температурных изменений токов или коэффициентов усиления ПТ и БТ. Ниже определяются условия, при которых возможна такая компенсация.

**Усилители общий сток — общий эмиттер, общий сток — общий коллектор.** Схемы ОС—ОЭ и ОС—ОК обладают более высокой температурной стабильностью, чем остальные, из-за наличия местных отрицательных обратных связей. Наличие этих связей несколько усложняет анализ температурного дрейфа этих каскадов по сравнению с другими. Поэтому ниже подробно рассмотрены именно эти схемы. Остальные схемы можно проанализировать аналогично, и их анализ в книге не приводится, а даются только конечные результаты и выводы.

Как правило, режимный ток ПТ (даже в микрорежиме), а также изменения этого тока с температурой во много раз превышают тепловой ток БТ ( $I_{\text{КБО}}$ ) и его температурные изменения, особенно для кремниевых БТ. Поэтому в дальнейшем ток  $I_{\text{КБО}}$  не учитывается.

Ток, протекающий в выходной коллекторной цепи усилителя ОС—ОЭ, определяется выражением <sup>1)</sup>

$$I_{\text{К}} = \beta \gamma I_{\text{с}}, \quad (3.1)$$

где  $I_{\text{с}}$  — режимный ток ПТ;  $\gamma = R_{\text{н}} / (R_{\text{н}} + R_{\text{вх2}})$  — коэффициент токораспределения <sup>2)</sup>.

Кроме того, в дальнейшем не учитывается ток затвора ПТ и его температурное изменение. Такое допущение не вносит существенной погрешности в получаемые выражения, если сопротивление в цепи затвора удовлетворяет условию  $R_3 \leq R_{30}$  (см. § 2.3) — типичный случай работы ПТ. Более точные выражения для случаев, когда  $R_3 > R_{30}$ , можно найти в работе [33].

При определении температурной зависимости коллекторного тока в каскаде ОС—ОЭ необходимо учитывать стабилизирующее действие местных отрицательных обратных связей на изменение тока коллектора. Тогда температурный коэффициент тока нагрузки, определяемый из выражения (3.1), будет равен

$$\alpha_{I_{\text{н}}} = (1/I_{\text{К}}) (dI_{\text{К}}/dT) = \alpha_T/F_2 + \alpha_{I_{\text{с}}}/F_1, \quad (3.2)$$

где  $\alpha_T = (d\beta/dT)/\beta$  — температурный коэффициент  $\beta$ ;  $\alpha_{I_{\text{с}}}$  —

<sup>1)</sup> При анализе температурного дрейфа в комбинированных каскадах подразумевается, что они работают с непосредственными связями

<sup>2)</sup> Шунтирующим действием сопротивлений  $r_{\text{сн}}$  и  $r_{\text{н}}^*$  при анализе температурного дрейфа можно пренебречь [33].

температурный коэффициент тока стока собственно ПТ (без учета действия ОС);  $F_1 \approx F_2 \approx 1 + S\beta r_s = F$  — глубина местных отрицательных ОС в первом и втором каскадах.

Для БТ характерно условие  $\alpha_T > 0$ , поэтому, чтобы уменьшить температурный дрейф тока, необходимо выбирать режим ПТ с отрицательным температурным коэффициентом тока стока.

В схеме ОС—ОЭ с учетом температурного изменения напряжения на эмиттерном переходе биполярного транзистора  $\Delta U_{бэ}$  температурный коэффициент тока стока

$$\alpha_{I_c} = \alpha_\mu + 2\alpha_U - 2 \frac{(dU_{эб}/dT) - U_{зи}\alpha_U}{U_{отс} - U_{зи}},$$

где  $|U_{зи}| = |E_{см}| - |U_{эб}|$  — напряжение смещения затвор — исток.

Если полупроводниковый материал полевого и биполярного транзисторов одинаков, можно считать

$$dU_{эб}/dT \approx U_{отс}\alpha_U = dU_{отс}/dT;$$

тогда

$$\alpha_{I_c} = \alpha_\mu + 4\alpha_U [U_{отс}/(U_{отс} - U_{зи})]. \quad (3.3)$$

Относительный температурный коэффициент крутизны можно аналогично  $\alpha_{I_c}$  получить в виде

$$\alpha_S = \alpha_\mu + 2\alpha_U [U_{отс}/(U_{отс} - U_{зи})]. \quad (3.4)$$

Величина и знак коэффициентов  $\alpha_{I_c}$  и  $\alpha_S$  определяются величиной напряжения смещения  $U_{зи}$ . При напряжениях смещения, близких к напряжению отсечки, коэффициенты  $\alpha_{I_c}$  и  $\alpha_S$  всегда положительны. Следовательно, при таком режиме (область микротоков) невозможно обеспечить компенсацию температурного изменения коэффициента усиления  $\beta$ , поскольку коэффициент  $\alpha_T$  также положителен. С уменьшением напряжения  $U_{зи}$  преобладающую роль начинает играть отрицательный температурный коэффициент  $\alpha_\mu$  и при определенном значении напряжения смещения становится возможной полная компенсация температурной нестабильности выходного коллекторного тока. Соответствующее значение напряжения

$U_{\text{зи}}$  можно найти из выражения (3.2), положив  $\alpha_{I_n} = 0$  и используя (3.3):

$$U_{\text{зи}} = [1 + 4\alpha_U/(\alpha_T + \alpha_\mu)] U_{\text{отс}}. \quad (3.5)$$

При отклонении от режима полной температурной компенсации относительное изменение коллекторного тока можно определить по формуле

$$\frac{\Delta I_K}{I_K} = \alpha_{I_n} \Delta T = \frac{\alpha_T + \alpha_\mu}{F} \frac{U_{\text{зи}} - U_{\text{зи}}}{U_{\text{отс}} - U_{\text{зи}}} \Delta T.$$

Приведенный ко входу температурный дрейф каскада ОС—ОЭ по напряжению равен

$$U_{\text{др}} = 1/2 (\alpha_\mu + \alpha_T) (U_{\text{зи}} - U_{\text{зи}}).$$

Отсюда видно, что величина дрейфа линейно изменяется с изменением напряжения на затворе, а коэффициент пропорциональности определяется только температурными коэффициентами  $\alpha_T$  и  $\alpha_\mu$  и практически не зависит от внешних параметров схемы (напряжения питания и сопротивлений).

Для выбранного типа БТ (т. е. для заданного значения  $\alpha_T$ ) минимальный температурный дрейф коллекторного тока может быть получен только при определенном значении напряжения  $U_{\text{отс}}$  ПТ. В противном случае любым изменением режима работы ПТ не удастся добиться полной компенсации температурного дрейфа ПТ и БТ.

Если для компенсации дрейфа ограничить диапазон регулировки напряжения  $U_{\text{зи}}$  значениями  $U_{\text{зи}} = 0$  и  $U_{\text{зи}} = 0,5 U_{\text{отс}}$  (в этом диапазоне крутизна ПТ уменьшается не более чем вдвое по сравнению с максимальным значением  $S_{\text{max}}$ ), то для получения минимального дрейфа тока  $I_K$  нужно выбирать ПТ, у которого модуль напряжения отсечки лежит в пределах

$$\left| \frac{4dU_{\text{отс}}/dT}{\alpha_\mu + \alpha_T} \right| \leq U_{\text{отс}} \leq \left| \frac{8dU_{\text{отс}}/dT}{\alpha_\mu + \alpha_T} \right|.$$

Эта область допустимых значений  $U_{\text{отс}}$  для кремниевого ПТ с каналом  $p$ -типа выделена на рис. 3.5.

Максимальный ток стока ПТ и напряжение питания должны удовлетворять следующим условиям:

$$I_{\text{max}} < I_{\text{кmax}} U_{\text{отс}}^2 / 4\beta [(dU_{\text{отс}}/dT)/(\alpha_\mu + \alpha_T)]^2, \quad (3.6)$$

$$(2 - 3) U_{\text{отс}} \leq U_{\text{нп}} < U_{\text{си доп}}. \quad (3.7)$$

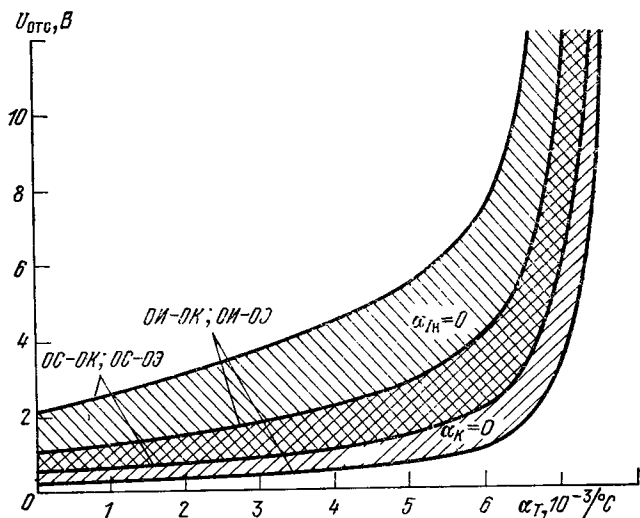


Рис. 3.5. Области допустимых значений  $U_{отс}$ , при которых можно обеспечить компенсацию температурного дрейфа БТ путем выбора соответствующего режима работы ПТ

В табл. 3.3 приведены значения напряжений отсечки ПТ с каналом  $p$ -типа, используемых для сочетания с некоторыми типами БТ.

Экспериментальные зависимости выходного тока от температуры (рис. 3.6, а) хорошо согласуются с расчетными в диапазоне температур  $-20 \dots +60^\circ\text{C}$ . Отклоне-

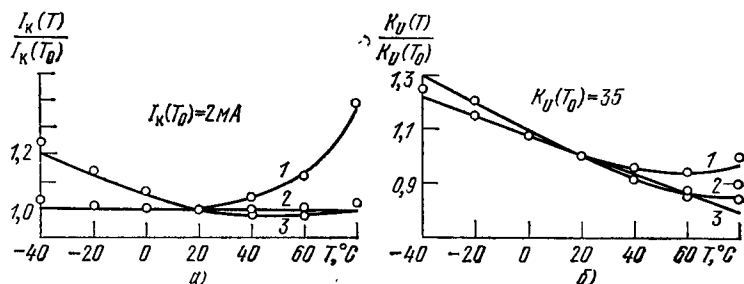


Рис. 3.6. Экспериментальные точки и расчетные зависимости тока нагрузки (а) и коэффициента усиления (б) каскада ОС—ОЭ от температуры для БТ типа МП116 и ПТ типа КП101 с  $U_{отс}=2$  В.

1)  $U_{зк}=U_{зк0}=0,6$  В,  $R_3=10^7$  Ом; 2)  $U_{зк}=U_{зк0}=0,6$  В,  $R_3=10^3$  Ом; 3)  $U_{зк}=0,2U_{отс} \neq U_{зк0}$ ,  $R_3=10^7$  Ом



*Допустимые значения напряжений отсечки ПТ (в вольтах),  
в комбинированных*

Тип биполярного транзистора	Температурный коэффициент $\alpha_T$ , $10^{-3}/^{\circ}\text{C}$ при $T = -40^{\circ}\text{C} \dots +80^{\circ}\text{C}$	ОС—ОЭ,
		$\alpha_{I_H} = 0$
КТ301 ... КТ301Ж	5,3	$3 < U_{отс} < 6$
МП20	4,8	$2,5 < U_{отс} < 6$
МП111 ... МП113	6,3	$4,7 < U_{отс} < 9,4$
МП114 ... МП115	7,2	$16 < U_{отс} < 32$
МП116	1,2	$1,2 < U_{отс} < 2,4$

ния при температурах  $-40$  и  $+80^{\circ}\text{C}$  объясняются зависимостью  $\alpha_T$  от температуры вблизи этих значений. При проведении эксперимента к биполярному кремниевому транзистору типа МП116 с  $\alpha_T = 1,25 \cdot 10^{-3}/^{\circ}\text{C}$  согласно табл. 3.3 подключали полевой транзистор КП101 с напряжением отсечки  $U_{отс} = 2\text{ В}$ .

Температурную нестабильность коэффициента усиления по напряжению можно найти из выражения для  $K_U$  (см. табл. 3.1):

$$\alpha_K = (dK_U/dT) / K_U = (\alpha_S + \alpha_I) / F.$$

При условии  $R_3 \leq R_{30}$ , когда можно не учитывать действие тока затвора (см. § 2.3), возможен режим работы ПТ, при котором коэффициент усиления каскада не зависит от температуры. Напряжение  $U_{зи1}$ , соответствующее этому режиму, определяется формулой

$$U_{зи1} = [1 + 2\alpha_U / (\alpha_{\mu} + \alpha_T)] U_{отс}. \quad (3.8)$$

Напряжение отсечки ПТ, как и в предыдущем случае, ограничено сверху и снизу:

$$\left| \frac{2\alpha U_{отс}/dT}{\alpha_{\mu} + \alpha_T} \right| \leq U_{отс} \leq \left| \frac{4\alpha U_{отс}/dT}{\alpha_{\mu} + \alpha_T} \right|.$$

Эта область допустимых значений  $U_{отс}$  для кремниевых ПТ с каналом  $p$ -типа показана на рис. 3.5, а в табл. 3.3 для конкретных транзисторов приведены значения напряжений отсечки ПТ, используемых для сочетания с некоторыми типами БТ, которые необходимы для получения стабильного коэффициента усиления каскада ( $\alpha_K = 0$ ).

Таблица 3.3

при которых возможна компенсация температурного дрейфа каскада

Тип схемы		
ОС—ОК	ОИ—ОЭ,	ОИ—ОК
$\alpha_K = 0$	$\alpha_{I_H} = 0$	$\alpha_K = 0$
$1,5 < U_{отс} < 3$	$1,5 < U_{отс} < 3$	$0,7 < U_{отс} < 1,5$
$1,3 < U_{отс} < 2,6$	$1,3 < U_{отс} < 2,6$	$0,6 < U_{отс} < 1,3$
$2,4 < U_{отс} < 4,8$	$2,4 < U_{отс} < 4,8$	$1,2 < U_{отс} < 2,4$
$8 < U_{отс} < 16$	$8 < U_{отс} < 16$	$4 < U_{отс} < 8$
$0,6 < U_{отс} < 1,2$	$0,6 < U_{отс} < 1,2$	$0,3 < U_{отс} < 0,6$

При отклонении от режима температурной компенсации коэффициента  $K_U$  его относительное изменение можно определить по формуле

$$\frac{\Delta K_U}{K_U} = \frac{\alpha_\mu + \alpha_T}{F} \frac{U_{зи1} - U_{зи}}{U_{отс} - U_{зи}} \Delta T.$$

Сравнивая выражения (3.5) и (3.8), легко получить соотношение  $2U_{зи1} - U_{зи0} = U_{отс}$ .

Отсюда следует, что в схеме ОС—ОЭ невозможно одновременно получить минимальный дрейф тока нагрузки и высокую стабильность коэффициента усиления при одном и том же напряжении смещения  $U_{зи}$ . Этот вывод подтверждается экспериментально (рис. 3.6 и 3.7). Из рисунков видно, что в режиме, когда температурный

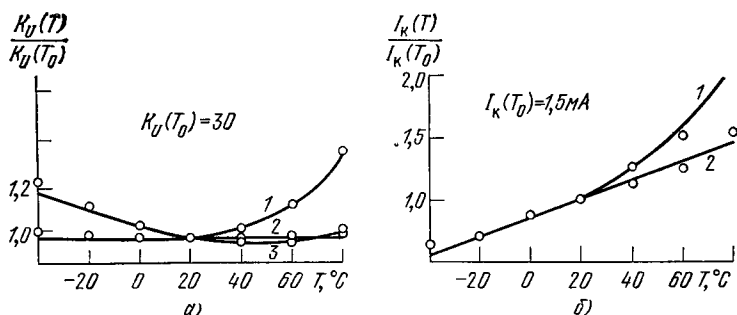


Рис. 3.7. Экспериментальные точки и расчетные зависимости коэффициента усиления (а) и тока нагрузки (б) каскада ОС—ОЭ от температуры для БТ типа МП116 и ПТ типа КП101 с  $U_{отс} = 0,75$  В.

1)  $U_{зи1} = U_{зи0} = 0,4$  В,  $R_3 = 10^7$  Ом; 2)  $U_{зи} = U_{зи1} = 0,4$  В,  $R_3 = 10^8$  Ом; 3)  $U_{зи} = 0 \neq U_{зи1}$ ,  $R_3 = 10^7$  Ом

**Формулы для определения температурного**

Тип схемы	Относительное изменение выходного тока $\Delta I/I$	Относительное изменение коэффици- ента усиления $\Delta K_U/K_U$
ОИ — ОЭ	$(\alpha_\mu + \alpha_T) \frac{U_{зис} - U_{зи}}{U_{отс} - U_{зи}} \Delta T$	$(\alpha_\mu + \alpha_T) \frac{U_{зис1} - U_{зи}}{U_{отс} - U_{зи}} \Delta T$
ОС — ОЭ	$\left( \frac{\alpha_T + \alpha_\mu}{F} \right) \frac{U_{зис} - U_{зи}}{U_{отс} - U_{зи}} \Delta T$	$\frac{\alpha_\mu + \alpha_T}{F} \frac{U_{зис1} - U_{зи}}{U_{отс} - U_{зи}} \Delta T$
ОИ — ОБ	$\alpha_\mu \frac{U_{зис} - U_{зи}}{U_{отс} - U_{зи}} \Delta T$	$\alpha_\mu \frac{U_{зис1} - U_{зи}}{U_{отс} - U_{зи}} \Delta T$
ОС — ОБ	$\alpha_\mu \Delta T$	$\alpha_\mu \Delta T$
ОИ — ОК	$(\alpha_\mu + \alpha_T) \frac{U_{зис} - U_{зи}}{U_{отс} - U_{зи}} \Delta T$	$\left( \alpha_\mu + \frac{\alpha_T}{F} \right) \frac{U_{зис1} - U_{зи}}{U_{отс} - U_{зи}} \Delta T$
ОС — ОК	$\frac{\alpha_\mu + \alpha_T}{F} \frac{U_{зис} - U_{зи}}{U_{отс} - U_{зи}} \Delta T$	$\frac{\alpha_\mu + \alpha_T}{F} \frac{U_{зис1} - U_{зи}}{U_{отс} - U_{зи}} \Delta T$

Примечание.  $F \approx 1 + S\beta r_g$  (для ОС—ОЭ);  $F \approx 1 + S\beta R_n$  (для ОС—ОК);  $F \approx 1 +$

дрейф тока минимален и не превышает 5% (в температурном диапазоне  $-20 \dots +60^\circ\text{C}$ ), нестабильность коэффициента усиления  $\Delta K_U/K_U$  составляет 30%. В режиме же, когда температурная нестабильность коэффициента усиления не превышает 1%, дрейф тока нагрузки  $\Delta I_K/I_K$  составляет 40%.

Анализ температурного дрейфа тока и нестабильности коэффициента усиления в каскаде ОС—ОК почти не отличается от приведенного выше. Полученные аналитические выражения даны в табл. 3.4.

**Усилители общий источник — общий эмиттер, общий источник — общий коллектор.** Анализ температурного дрейфа этих схем аналогичен проведенному выше. Формулы для определения температурного дрейфа тока нагрузки и относительного изменения коэффициента усиления приведены в табл. 3.4.

Таблица 3.4

дрейфа в комбинированных каскадах

для $U_{зи0}$ для $\Delta I/I=0$	для $U_{зи1}$ для $\Delta K_U/K_U=0$	Приведенный дрейф $U_{др}$
$\left(1 + \frac{2\alpha_U}{\alpha_\mu + \alpha_T}\right) U_{отс}$	$\left(1 + \frac{\alpha_U}{\alpha_\mu + \alpha_T}\right) U_{отс}$	$\frac{\alpha_\mu + \alpha_T}{2} (U_{зи0} - U_{зи})$
$\left(1 + \frac{4\alpha_U}{\alpha_T + \alpha_\mu}\right) U_{отс}$	$\left(1 + \frac{2\alpha_U}{\alpha_\mu + \alpha_T}\right) U_{отс}$	$\frac{\alpha_\mu + \alpha_T}{2} (U_{зи0} - U_{зи})$
$\left(1 + 2 \frac{\alpha_U}{\alpha_\mu}\right) U_{отс}$	$\left(1 + \frac{\alpha_U}{\alpha_\mu}\right) U_{отс}$	$\frac{\alpha_\mu}{2} (U_{зи0} - U_{зи})$
—	—	$(\alpha_\mu/2) (U_{отс} - U_{зи})$
$\left(1 + \frac{2\alpha_U}{\alpha_\mu + \alpha_T}\right) U_{отс}$	$\left(1 + \frac{\alpha_U}{\alpha_\mu + \alpha_T/F}\right) U_{отс}$	$\frac{\alpha_\mu + \alpha_T}{2} (U_{зи0} - U_{зи})$
$\left(1 + \frac{4\alpha_U}{\alpha_\mu + \alpha_T}\right) U_{отс}$	$\left(1 + \frac{2\alpha_U}{\alpha_\mu + \alpha_T}\right) U_{отс}$	$\frac{\alpha_\mu + \alpha_T}{2} (U_{зи0} - U_{зи})$

$+ \beta R_H/R_c$  (для ОИ—ОК).

Чтобы получить минимальный температурный дрейф тока нагрузки и высокую стабильность коэффициента усиления, необходимо для каждого типа БТ выбирать полевой транзистор из группы, в которой величина напряжения отсечки заключена в следующих пределах (рис. 3.5):

$$\left| \frac{2dU_{отс}/dT}{\alpha_\mu + \alpha_T} \right| \leq U_{отс} \leq \left| \frac{4dU_{отс}/dT}{\alpha_\mu + \alpha_T} \right|;$$

$$\left| \frac{dU_{отс}/dT}{\alpha_\mu + \alpha_T} \right| \leq U_{отс} \leq \left| \frac{2dU_{отс}/dT}{\alpha_\mu + \alpha_T} \right|.$$

Максимальный ток стока полевого транзистора и напряжение питания определяются выражениями (3.6) и (3.7).

Например, если выбран биполярный транзистор типа МП113 ( $\beta=30$ ,  $I_{к\max}=20$  мА), имеющий температурный коэффициент  $\alpha_T=5,4 \cdot 10^{-3}/^\circ\text{C}$ , то для получения минимального температурного дрейфа тока нагрузки в каскаде ОИ—ОЭ совместно с ним должен быть выбран ПТ с каналом  $p$ -типа, напряжение отсечки которого заключено в пределах  $1,9\text{ В} \leq U_{отс} \leq 3,8$  В. Максимальный ток стока не должен превышать значения  $I_{\max}=1,7$  мА. Возьмем ПТ типа КП103К, имеющий  $U_{отс}=3$  В,  $I_{\max}=1,5$  мА,  $S=1$  мА/В. Оптимальное напряжение смещения для случая  $\Delta I/I=0$  согласно формулам табл. 3.4 есть  $U_{зи0}=1,1$  В, при этом  $I_c=0,6$  мА,  $S=0,63$  мА/В.

**Усилитель общий исток — общая база.** Температурный дрейф выходного тока и нестабильность коэффициента усиления этого каскада полностью определяются параметрами ПТ. Соответствующие формулы приведены в табл. 3.4. Для получения минимального температурного дрейфа тока коллектора и высокой стабильности коэффициента усиления необходимо, чтобы напряжение отсечки ПТ лежало в пределах (рис. 3.5):

для получения минимального дрейфа выходного тока

$$\left| \frac{2dU_{отс}/dT}{\alpha_\mu} \right| \leq U_{отс} \leq \left| \frac{4dU_{отс}/dT}{\alpha_\mu} \right|;$$

для получения стабильного коэффициента усиления

$$\left| \frac{dU_{отс}/dT}{\alpha_\mu} \right| \leq U_{отс} \leq \left| \frac{2dU_{отс}/dT}{\alpha_\mu} \right|.$$

Если напряжение смещения  $U_{зи0}=U_{отс}(1+2\alpha_U/\alpha_\mu)$ , то ток стока, равный току коллектора, не будет зависеть от температуры. Если же  $U_{зи1}=U_{отс}(1+2\alpha_U/\alpha_\mu)$ , то коэффициент усиления каскада, определяемый величиной крутизны стокзатворной характеристики, не будет зависеть от температуры. Максимальный ток стока ПТ и напряжение смещения  $E_6$  необходимо выбирать из условий

$$I_{\max} < I_{э\max} U_{отс}^2 / 4 [(dU_{отс}/dT)/\alpha_\mu]^2,$$

$$(2-3) U_{отс} \leq E_6 < U_{си\text{ доп}}.$$

Например, для БТ типа МП113 ( $\beta=30$ ,  $I_{к\max}=20$  мА,  $\alpha_T=5,4 \cdot 10^{-3}/^\circ\text{C}$ ) нулевой температурный дрейф тока на-

грузки можно получить, если взять ПТ с каналом  $p$ -типа и параметрами  $U_{отс}$  и  $I_{max}$ , лежащими в пределах:  $0,57 \text{ В} \leq U_{отс} \leq 1,14 \text{ В}$  и  $I_{max} < 22 \text{ мА}$ . Экспериментальные данные для ПТ типа КП101Г при  $U_{отс} = 0,8 \text{ В}$  и  $U_{зи} = U_{зи0} = 0,25 \text{ В}$  следующие:  $K_U = 10$ ,  $I = 4 \text{ мА}$ ,  $\Delta I / I = 1\%$ ,  $\Delta K_U / K_U = 40\%$  в диапазоне температур  $-40 \dots +80^\circ\text{С}$ .

**Усилитель общий сток — общая база.** Особенностью усилительного каскада ОС—ОБ являются большой температурный дрейф тока нагрузки и значительная нестабильность коэффициента усиления по сравнению с остальными каскадами на ПТ и БТ. Это объясняется тем, что в таком каскаде температурное изменение напряжения на эмиттерном переходе  $\Delta U_{эб}$  биполярного транзистора полностью компенсирует изменение напряжения отсечки ПТ и как температурный дрейф тока нагрузки, так и нестабильность коэффициента усиления определяются в основном нескомпенсированным изменением подвижности основных носителей в канале. Формулы для определения температурного дрейфа тока нагрузки и коэффициента усиления приведены в табл. 3.4.

**Сравнение комбинированных каскадов по температурному дрейфу.** В результате анализа температурного дрейфа комбинированных каскадов можно заметить, что из шести возможных вариантов во всех, кроме ОС—ОБ, существует такой режим работы, при котором температурный дрейф выходного тока и напряжения или нестабильность коэффициента усиления равны нулю.

В каскаде ОИ—ОБ температурный дрейф тока и нестабильность полностью определяются характеристиками ПТ и практически не зависят от биполярного транзистора. Поэтому режим работы ПТ, при котором стабилен выходной ток или коэффициент усиления всего каскада, совпадает с режимом, при котором соответственно стабильны ток стока или крутизна ПТ.

В каскадах ОИ—ОЭ, ОИ—ОК, ОС—ОЭ и ОС—ОК для компенсации температурного дрейфа выходного тока и напряжения или температурной нестабильности коэффициента усиления  $\Delta K_U / \Delta T$  при выбранном типе БТ надо соответствующим образом выбирать тип ПТ (см. рис. 3.5) и его режим работы согласно табл. 3.4. При этом при использовании одного и того же БТ требуемая величина напряжения отсечки ПТ для каскадов ОИ—ОЭ и ОИ—ОК меньше, чем для каскадов ОС—ОЭ и ОС—ОК.

При отклонении от режимов температурной компенсации наилучшей температурной стабильностью из-за действия местной отрицательной обратной связи обладает схема ОС — ОК.

Приведенные выше выводы справедливы и для каскадов, использующих сочетание МДП-транзисторов и БТ, если можно не учитывать влияние подложки.

### 3.4. Переходные процессы

Анализ переходных процессов в области малых времен. В области малых времен работа комбинированных усилителей с достаточной точностью описывается опера-

Таблица 3.5

Формулы для расчета параметров комбинированных каскадов в области малых времен

Тип схемы	$\tau_1$	$\tau_2$
ОИ—ОЭ	$(R_r \parallel R_3) [C_r + C_{3H} + C_{3c} (1 + K^0_{U1})]$	$\gamma_K \frac{\tau_\beta + C_K (1 + \beta) (R_K \parallel R_H)}{1 + \gamma_K \gamma_\beta \beta}$
ОС—ОЭ	$(R_r \parallel R_3) (C_r + C_{3H}/F_1 + C_{3c})$	$\gamma_K \frac{\tau_\beta + C_K (1 + \beta) (R_K \parallel R_H)}{1 + \gamma_K \gamma_\beta \beta}$
ОИ—ОБ	$(R_r \parallel R_3) [C_r + C_{3H} + C_{3c} (1 + K^0_{U1})]$	$\gamma_K \frac{\tau_\alpha + [C_K + C_H (1 - \gamma_\beta \alpha)] \times (R_K \parallel R_H)}{1 - \gamma_K \gamma_\beta \alpha}$
ОС—ОБ	$(R_r \parallel R_3) [C_r + C_{3H}/F_1 + C_{3c}]$	$\gamma_K \frac{\tau_\alpha + [C_K + C_H (1 - \gamma_\beta \alpha)] \times (R_K \parallel R_H)}{1 - \gamma_K \gamma_\beta \alpha}$
ОИ—ОК	$(R_r \parallel R_3) [C_r + C_{3H} + C_{3c} (1 + K^0_{U1})]$	$\gamma_K \frac{\tau_\beta + C_K (1 + \beta) \times [R_\beta \parallel R_H \parallel (r_\beta + R_{ВЫХ1})]}{1 + \gamma_K \gamma_\beta \beta}$
ОС—ОК	$(R_r \parallel R_3) (C_r + C_{3H}/F_1 + C_{3c})$	$\gamma_K \frac{\tau_\beta + C_K (1 + \beta) \times [R_\beta \parallel R_H \parallel (r_\beta + R_{ВЫХ1})]}{1 + \gamma_K \gamma_\beta \beta}$

Примечание.  $K^0_{U1} = K_{U1}(R_r = 0)$ ;  $F_1 = 1 + S(R_H \parallel R_{ВЫХ2})$ .

Таблица 3.6

Формулы для ориентировочных практических расчетов параметров комбинированных каскадов в области малых времен

Тип схемы	$\tau_1$	$\tau_2$
ОИ—ОЭ	$R_r [C_r + C_{3H} + C_{3C} (1 + S\beta r_9)]$	$\frac{\tau_\beta + C_K \beta (R_K \parallel R_H)}{1 + \beta (r_9/R_C)}$
ОС—ОЭ	$R_r \left( C_r + \frac{C_{3H}}{1 + S\beta r_9} + C_{3C} \right)$	$\frac{\tau_\beta + C_K \beta (R_K \parallel R_H)}{1 + S\beta r_9}$
ОИ—ОБ	$R_r (C_r + C_{3H} + C_{3C})$	$\tau_\alpha + (C_K + C_H) (R_K \parallel R_H)$
ОС—ОБ	$R_r (C_r + C_{3H} + C_{3C})$	$\tau_\alpha + (C_K + C_H) (R_K \parallel R_H)$
ОИ—ОК	$R_r [C_r + C_{3H} + C_{3C} (1 + SR_C)]$	$\frac{\tau_\beta + C_K \beta R_H}{1 + \beta (R_H/R_C)}$
ОС—ОК	$R_r [C_r + C_{3H}/(1 + SR_H) + C_{3C}]$	$\frac{\tau_\beta + C_K \beta [R_H \parallel (1/S)]}{1 + S\beta R_H}$

торной переходной характеристикой вида [83, 86, 89, 90]

$$h(p) = (1 + p\tau_{\text{ЭКВ}} + p^2\tau_{\text{ЭКВ}}^2 m)^{-1}, \quad (3.9)$$

где  $\tau_{\text{ЭКВ}} = \tau_1 + \tau_2$  — эквивалентная постоянная времени усилителя, включающая постоянные времени первого и второго каскадов;  $m = \tau_1^0 \tau_2 / \tau_{\text{ЭКВ}}^2$  — коэффициент режима,  $\tau_1^0 = \tau_1 (\beta = 0)$ .

Достаточно строгие расчетные формулы для области малых времен сведены в табл. 3.5, а упрощенные формулы — в табл. 3.6.

Касаясь переходных процессов, надо отметить, что, как правило, в схемах ОИ—ОБ и ОС—ОБ величина  $SR_{\text{ВХ2}} \ll 1$  из-за низкого входного сопротивления каскада с общей базой, в результате чего переходная характеристика для них приобретает вид

$$h(p) = [(1 + p\tau_1)(1 + p\tau_2)]^{-1},$$

где

$$\tau_1 = (R_r \parallel R_3) (C_r + C_{3H} + C_{3C});$$

$$\tau_2 = \tau_\alpha + (C_K + C_H) (R_K \parallel R_H).$$



Таким образом, в отношении переходных процессов усилители ОИ—ОБ и ОС—ОБ практически обладают одинаковыми возможностями.

Из анализа функции  $h(p)$  вытекает, что коэффициент режима  $m$  для каскадов ОИ—ОЭ, ОИ—ОБ, ОС—ОБ и ОИ—ОК ограничен условием  $m \leq 0,25$ . Это означает, что с точки зрения переходных процессов в указанных схемах возможен только монотонный режим без выбросов [83, 86, 89, 90].

В каскадах ОС—ОЭ и ОС—ОК возможен аperiodический ( $m < 0,25$ ), критический ( $m = 0,25$ ) и колебательный ( $m > 0,25$ ) режимы. Критический режим, соответствующий минимальной длительности переходного процесса при отсутствии выбросов, реализуется при следующем соотношении между постоянными времени каскадов <sup>4)</sup>:

$$\tau_2/\tau_1 = 2\kappa - 1 \pm 2\sqrt{\kappa(\kappa - 1)},$$

где

$$\kappa = \frac{C_r + C_{зи}/F_1^0 + C_{зс}}{C_r + C_{зи}/F_1 + C_{зс}}; \quad F_1^0 = F_1(\beta = 0).$$

Время нарастания фронта выходного импульса в монотонном режиме определяется с помощью формулы

$$t_n = 2,2\tau_{эв} \sqrt{1 - 2m},$$

или приближенно  $t_n \approx 2,0(\tau_1 + \tau_2)$ .

Быстродействие комбинированных усилителей без общей ОС при использовании современных транзисторов находится в пределах микросекундного диапазона. Типичное значение длительности фронта  $t_n$  при  $R_r = 1$  МОм и  $C_r = 0$  с использованием МДП-транзисторов лежит в пределах от 1 ... 2 до 10 ... 20 мкс, а при применении ПТ от 10 ... 20 до 100 ... 200 мкс.

**Пример.** Комбинированные каскады, построенные на ПТ типа КП305Д ( $S = 5$  мА/В) и на БТ типа ГТ313Б ( $\beta = 100$ ,  $r_b = 25$  Ом) при значениях  $R_r = 1$  МОм,  $R_n = 2$  кОм,  $R_c = R_k = 2,1$  кОм,  $R_3 = 10$  МОм и емкости  $C_r = 0$  имеют следующие параметры:  $t_n = 8,8$  мкс,  $K_U = 205$  (схема ОИ—ОЭ),  $t_n = 1,3$  мкс,  $K_U = 31$  (схема ОС—ОЭ),  $t_n = 6,3$  мкс,  $K_U = 5$  (схема ОИ—ОБ),  $t_n = 10,3$  мкс,  $K_U = 10$  (схема ОИ—ОК),  $t_n = 0,9$  мкс,  $K_U = 0,8$  (схема ОС—ОК).

<sup>4)</sup> Приведенное соотношение является результатом решения уравнения реализации критического режима  $(\tau_2/\tau_1)^2 - 2(\tau_2/\tau_1) \times (2\kappa - 1) + 1 = 0$ .

Характерным для комбинированных усилителей при работе от датчиков с высокими значениями  $R_r$  является режим, при котором  $\tau_1 \gg \tau_2$ . В этом случае переходная характеристика усилителей принимает простой вид:

$$h(p) = 1 / (1 + p\tau_1),$$

а ее оригиналом является экспонента

$$h(t) = 1 - \exp(-t/\tau_1).$$

**Анализ переходных процессов в области больших времен.** Переходные процессы в области больших времен в комбинированных усилителях, когда они используются в качестве усилителей переменного тока, не имеют существенной специфики и могут быть легко описаны с применением известной общей методики анализа усилительных схем в этой области [7, 39, 40]. Так, спад плоской вершины импульса  $\delta_c$  в схемах на рис. 3.1 определяется формулами

$$\delta_c = \delta_1 + \delta_{\text{и}} + \delta_3 + \delta_2 \quad (\text{ОИ} - \text{ОЭ}),$$

$$\delta_c = \delta_1 + \delta_3 + \delta_2 \quad (\text{ОС} - \text{ОЭ}),$$

$$\delta_c = \delta_1 + \delta_{\text{и}} + \delta_6 + \delta_2 \quad (\text{ОИ} - \text{ОБ}),$$

$$\delta_c = \delta_1 + \delta_6 + \delta_2 \quad (\text{ОС} - \text{ОБ}),$$

$$\delta_c = \delta_1 + \delta_{\text{и}} + \delta_2 \quad (\text{ОИ} - \text{ОК}),$$

$$\delta_c = \delta_1 + \delta_2 \quad (\text{ОС} - \text{ОК}).$$

Здесь  $\delta_1$  и  $\delta_2$  — спады, вносимые входной и выходной цепями усилителей;  $\delta_{\text{и}}$ ,  $\delta_3$ ,  $\delta_6$  — спады, вносимые истоковой, эмиттерной и базовой цепями. Спады отдельных цепей находятся из выражений

$$\delta_1 = t_{\text{и}}/\tau_1, \quad \delta_2 = t_{\text{и}}/\tau_2,$$

$$\delta_{\text{и}} = t_{\text{и}}/\tau_{\text{и}},$$

$$\delta_3 = t_{\text{и}}/\tau_3, \quad \delta_6 = t_{\text{и}}/\tau_6,$$

а постоянные времени этих цепей в области больших времен записываются в виде

$$\tau_1 = (R_r + R_{\text{вх}}) C_1,$$

$$\tau_2 = (R_{\text{вых}} + R_{\text{н}}) C_2,$$

$$\tau_{\text{и}} = (R_{\text{вых и}} \parallel R_{\text{и}}) C_{\text{и}},$$

$$\tau_3 = (R_{\text{вых э}} \parallel R_{\text{э}}) C_{\text{э}},$$

$$\tau_6 = (R_{\text{вых б}} \parallel R'_6 \parallel R_6) C_6,$$

где

$$R_{\text{вых и}} \approx 1/S$$

— выходное сопротивление со стороны истока для схем ОИ — ОЭ, ОИ — ОБ, ОИ — ОК;

$$R_{\text{вых}} \approx \frac{R_{\text{вых1}} + r_6 + r_3}{1 + \beta} + r_3$$

— выходное сопротивление со стороны эмиттера для схем ОИ — ОЭ, ОС — ОЭ;

$$R_{\text{вых}} \approx r_6 + (r_3 + R_{\text{вых1}})(1 + \beta)$$

— выходное сопротивление со стороны базы для схем ОИ — ОБ, ОС — ОБ.

Для уменьшения спада плоской вершины импульса надо, как известно, увеличивать постоянные времени цепей, вносящих искажения, что прежде всего достигается увеличением емкостей разделительных и блокирующих конденсаторов  $C_1, C_2, C_{\text{и}}, C_3, C_6$ .

**Сравнение каскадов по быстродействию.** Сравнивая усилители в условиях, при которых решающее влияние на переходные процессы в области малых времен имеет входная цепь<sup>1)</sup>, можно убедиться, что наивысшим быстродействием обладает схема ОС — ОК. Это объясняется наличием сильной местной обратной связи в первом каскаде, которая компенсирует емкость затвор — исток — наибольшую из емкостей ПТ. Выигрыш в быстродействии данной схемы по отношению к остальным составляет от 1,5 до 10. Второе место занимает схема ОС — ОЭ, в которой компенсация емкости затвор — исток обеспечивается в меньшей степени из-за меньшей глубины местной обратной связи в первом каскаде. На третьем месте находятся схемы ОС — ОБ и ОИ — ОБ.

Практической иллюстрацией сравнительного быстродействия рассматриваемых схем может служить приведенный выше пример. Из него следует, что при данных условиях схема ОС — ОК превосходит по быстродействию схему ОС — ОЭ в 1,4 раза, а схемы ОИ — ОБ, ОИ — ОЭ и ОИ — ОК — в 7 ... 10 раз.

Из сравнения основных типов комбинированных каскадов можно получить следующие рекомендации по их применению в усилителях с высокоомными датчиками сигнала.

Каскад ОИ — ОЭ целесообразно применять, когда первоочередным является требование высокого усиления. По температурной стабильности этот каскад имеет сред-

<sup>1)</sup> Такое условие оправдано тем, что в типовых случаях работы комбинированных усилителей от высокоомных датчиков сигнала наибольшую роль в быстродействии схемы играет первый каскад.

ние показатели, а по быстродействию занимает последнее место. В устройствах с достаточно жесткими требованиями к стабильности и быстродействию целесообразно применять каскад ОС — ОЭ. Он занимает второе место по коэффициенту усиления.

Каскад ОИ — ОБ целесообразно применять, когда на первом плане стоят жесткие требования к развязке входных и выходных цепей. Коэффициент усиления и температурная стабильность его невысоки, а быстродействие среднее. В преобразователях импедансов целесообразно применять каскад ОС — ОК. Как и всякий повторитель напряжения, он имеет максимальную стабильность и быстродействие, а также минимальный выходной импеданс.

## Глава четвертая

# Обратная связь в комбинированных усилительных каскадах

---

### 4.1. Обеспечение стабильности комбинированных усилителей

Стабильность усиления — важнейший показатель работоспособности усилителя, и потому естествен интерес к ее обеспечению в схемах на ПТ и БТ. Особое место в данном вопросе занимает инженерное прогнозирование стабильности, т. е. быстрая и достаточно точная ее оценка. Удобным математическим инструментом для этого является аппарат чувствительности [91, 93].

Метод чувствительности позволяет аналитически исследовать закономерности обратной связи и получить практические рекомендации по повышению стабильности. При этом дестабилизирующее действие каждого параметра схемы рассматривается отдельно, в результате чего анализ функции многих переменных сводится к рассмотрению нескольких функций одной переменной. Это существенно упрощает анализ и является несомненным достоинством данного метода. С помощью этого метода можно сравнить различные конфигурации обратной связи и выбрать оптимальный вариант схемы. Его удобно применять при предварительном исследовании новых разработок, когда отсутствуют исчерпывающие статистические данные о новых элементах или схемах, что затрудняет применение вероятностных методов.

Однако расчеты, использующие понятие чувствительности, не дают прямого ответа о стабильности схемы, поскольку чувствительность является дифференциальной величиной [91, 93], тогда как реально параметры активных элементов (самых важных элементов схемы) изменяются в широких пределах. Перед разработчиком встает вопрос: как связаны чувствительность и стабильность? Частично на этот вопрос можно найти ответ в работе [93], где он решен для простейшего случая одного элемента схемы. Для  $n$  элементов зависимость меж-

ду чувствительностью и стабильностью не определена [92].

Коэффициент усиления комбинированных каскадов, подвергающихся дестабилизирующим воздействиям, может быть записан как функция двух переменных  $K = K(S, \beta)$ , где  $S$  — крутизна ПТ;  $\beta$  — коэффициент усиления тока базы БТ. Тогда относительное изменение коэффициента  $K$  можно выразить как

$$\frac{dK}{K} = d(\ln K) = \frac{dS}{\sigma_S S} + \frac{d\beta}{\sigma_\beta \beta}. \quad (4.1)$$

Здесь  $\sigma_S = \frac{\partial S/S}{\partial K/K}$ ,  $\sigma_\beta = \frac{\partial \beta/\beta}{\partial K/K}$  — чувствительности по крутизне  $S$  и коэффициенту усиления тока базы  $\beta$ . В силу того, что подавляющее большинство усилительных схем характеризуется пренебрежимо малой сквозной передачей и, кроме того, для активных элементов тракта прямой передачи выполняются условия теоремы билинейности [93], чувствительности по  $S$  и  $\beta$  можно записать в виде  $\sigma_S = 1 + AS$ ,  $\sigma_\beta = 1 + B\beta$ , в которых  $A$  и  $B$  — коэффициенты, не зависящие соответственно от  $S$  и  $\beta$  [91, 92, 93].

После подстановки в (4.1) этих значений  $\sigma_S$  и  $\sigma_\beta$  и интегрирования нетрудно получить

$$\int_{K_{\text{нач}}}^{K_{\text{кон}}} d(\ln K) = \int_{S_{\text{нач}}, \beta_{\text{нач}}}^{S_{\text{кон}}, \beta_{\text{кон}}} \left[ \frac{dS}{S} - \frac{AdS}{1 + AS} + \frac{d\beta}{\beta} - \frac{Bd\beta}{1 + B\beta} \right].$$

Индекс «нач» отражает начальные значения величин  $K$ ,  $S$ ,  $\beta$  (до воздействия), «кон» — конечные значения (после воздействия). Полученный криволинейный интеграл не зависит от пути интегрирования, так как его левая часть есть полный дифференциал. В результате интегрирования по пути, показанному на рис. 4.1, соотношение  $K_{\text{кон}}/K_{\text{нач}}$  примет вид

$$\frac{K_{\text{кон}}}{K_{\text{нач}}} = \frac{\sigma_S(S_{\text{нач}}, \beta_{\text{нач}})}{\sigma_S(S_{\text{кон}}, \beta_{\text{нач}})} \frac{\sigma_\beta(S_{\text{кон}}, \beta_{\text{нач}})}{\sigma_\beta(S_{\text{кон}}, \beta_{\text{кон}})} \frac{S_{\text{кон}}}{S_{\text{нач}}} \frac{\beta_{\text{кон}}}{\beta_{\text{нач}}}. \quad (4.2)$$

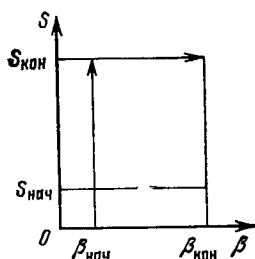


Рис. 4.1. График пути интегрирования для определения связи между чувствительностью и стабильностью

Полученная формула отражает функциональную зависимость между стабильностью и чувствительностью комбинированных каскадов. Она позволяет расчетным путем, минуя стадии макетирования и экспериментальных испытаний, прогнозировать стабильность усилителей — достаточно располагать справочными данными о стабильности ПТ и БТ и аналитическими выражениями чувствительностей схемы [92].

В силу того, что допущения, принятые при выводе выражения (4.2), справедливы для подавляющего большинства линейных усилителей с обратной связью [93], формулу (4.2) можно обобщить на случай произвольной  $n$ -каскадной схемы, руководствуясь при этом правилами математической индукции:

$$\begin{aligned} \frac{K_{\text{кон}}}{K_{\text{нач}}} &= \frac{\sigma_{M1}(M_{\text{нач}1}, M_{\text{нач}2}, \dots, M_{\text{нач}n})}{\sigma_{M1}(M_{\text{кон}1}, M_{\text{нач}2}, \dots, M_{\text{нач}n})} \times \\ &\times \frac{\sigma_{M2}(M_{\text{кон}1}, M_{\text{нач}2}, \dots, M_{\text{нач}n})}{\sigma_{M2}(M_{\text{кон}1}, M_{\text{кон}2}, \dots, M_{\text{нач}n})} \times \dots \times \\ &\times \frac{\sigma_{Mn}(M_{\text{кон}1}, \dots, M_{\text{кон}n-1}, M_{\text{нач}n})}{\sigma_{Mn}(M_{\text{кон}1}, \dots, M_{\text{кон}n-1}, M_{\text{кон}n})} \times \\ &\times \frac{M_{\text{кон}1}}{M_{\text{нач}1}} \frac{M_{\text{кон}2}}{M_{\text{нач}2}} \times \dots \times \frac{M_{\text{кон}n}}{M_{\text{нач}n}}. \end{aligned} \quad (4.3)$$

Здесь  $M_1, M_2, \dots, M_n$  — элементы  $n$ -каскадной схемы<sup>1)</sup>.

Формула (4.3) позволяет рассчитать стабильность линейных радиоэлектронных схем — дискретных и интегральных. Экспериментальная проверка зависимостей (4.2), (4.3) проводилась для широкого класса линейных радиоэлектронных схем — двадцати типов. Сюда входили усилители тока и напряжения с местной и общей об-

<sup>1)</sup> При исследовании стабильности усилителей понятие «элемент» в теории чувствительности можно применить к любому компоненту и параметру схемы — сопротивлению, крутизне ПТ, коэффициенту усиления отдельного каскада (или интегральной схемы) и т. д. Обычно вклад пассивных компонентов в дестабилизацию схемы пренебрежимо мал и при анализе чувствительности их не учитывают.

ратной связью, сложные повторители напряжения, каскодные и дифференциальные схемы. Получено хорошее совпадение расчетных и экспериментальных данных (10 ... 30%) [92].

#### 4.2. Параметры комбинированных усилителей с общей обратной связью в установившемся режиме и в области малых времен

**Схемы включения.** Применение общей ОС, как известно, позволяет существенно улучшить характеристики усилителей.

Ввиду разнообразия схем и видов ОС для разработчиков очень важно выбрать конкретное схемное решение, наилучшим образом отвечающее поставленным требованиям.

К основным типам комбинированных усилителей с общей обратной связью, широко использующихся на практике, относятся схемы ОС — ОЭ, ОИ — ОЭ, ОИ — ОБ. Это каскады с общей обратной связью по напряжению: параллельной<sup>1)</sup> (рис. 4.2, а и в) и последовательной<sup>2)</sup> (рис. 4.2, б и г) [3, 5, 38, 67, 74, 75].

Усилители ОС — ОЭ, ОИ — ОЭ, ОИ — ОБ с общей обратной связью, применяемые в каскадах УПТ, показаны на рис. 4.3. Для расчета параметров в области установившегося режима и малых времен на рис. 4.4 в качестве примера приведена эквивалентная схема усилителя ОИ — ОЭ с общей обратной связью [94] (рис. 4.4).

**Установившийся режим.** Анализ установившегося режима проводится для основных параметров: коэффициента усиления по напряжению  $K_U$ , входного сопротивления  $R_{вх}$ , выходного сопротивления  $R_{вых}$ , чувствительно-

---

<sup>1)</sup> Схемы с ПТ на входе и с параллельной ОС широко применяются в технике измерений, в ядерной физике, в устройствах инфракрасной техники. Один из примеров — измерение тока от высокоомных источников (усилители тока с параллельной ОС). Здесь для уменьшения ошибки измерения требуется высокое входное сопротивление активного элемента, и ПТ как нельзя лучше реализует свои возможности [74, 75, 96, 97, 99].

<sup>2)</sup> Схема на рис. 4.2, г является частным случаем усилителя ОИ — ОЭ с общей ОС при единичном усилении. Тогда согласно (4.4)  $R_{*и} \rightarrow \infty$ ,  $R_{*ос} = 0$ . Чтобы различить схемы ОИ — ОЭ, имеющие усиление больше и меньше единицы, последняя названа повторителем.



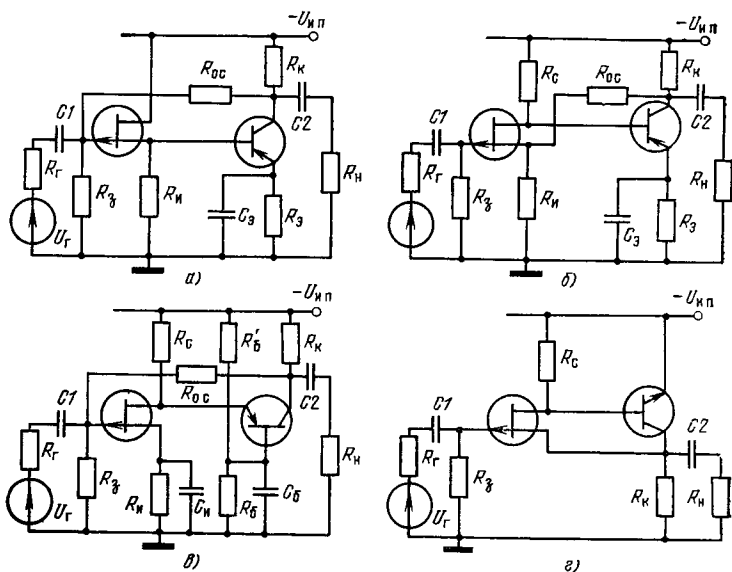


Рис. 4.2. Усилитель с общей обратной связью ОС—ОЭ (а), ОИ—ОЭ (б), ОИ—ОБ (в) и повторитель ОИ—ОЭ (г)

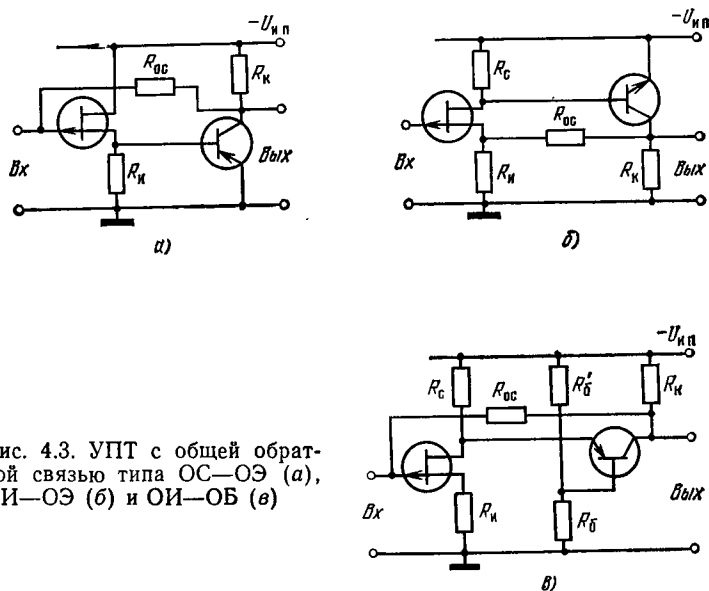


Рис. 4.3. УПТ с общей обратной связью типа ОС—ОЭ (а), ОИ—ОЭ (б) и ОИ—ОБ (в)

Таблица 4.1  
 Формулы для расчета параметров комбинированных усилительных каскадов с общей обратной связью в установившемся режиме

Параметр	Усилитель			Повторитель ОИ—ОЭ
	ОС—ОЭ	ОИ—ОЭ	ОИ—ОБ	
$R_{вх}$	$(R_{oc} \parallel R_3) / F_{\Gamma}^{\infty}$	$R_3$	$(R_{oc} \parallel R_3) / F_{\Gamma}^{\infty}$	$R_3$
$R_{вых}$	$\frac{r_K^* \parallel R_K \parallel (R_{oc} + R_{\Gamma})}{F_H^{\infty}}$	$\frac{[r_K^* (1 + \gamma_{\phi\beta})] \parallel R_K \parallel (R_{oc} + R_H)}{F_H^{\infty}}$	$\frac{[r_K (1 - \gamma_{\phi\beta})] \parallel R_K \parallel (R_{oc} + R_{\Gamma})}{F_H^{\infty}}$	$\frac{r_K^* \parallel r_{сн} \parallel 1/S}{F_H^{\infty}}$
$F_1$	$1 + S (R_H \parallel R_{вх2})$	$1 + S (R_H \parallel R_{oc})$	1	$1 + S \gamma_K (R_K \parallel R_H)$
$F_2$	$1 + \gamma_K \gamma_{\phi\beta}$	$1 + \gamma_K \gamma_{\phi\beta}$	1	$1 + \gamma_K \gamma_{\phi\beta}$
$\gamma_{\phi}(\gamma_{\phi})$	$\frac{r_9}{R_{вых1} + r_6 + r_9}$	$\frac{r_9}{R_{вых1} + r_6 + r_9}$	$\frac{r_6}{R_{вых1} + r_6 + r_9}$	$\frac{r_9}{R_{вых1} + r_9 + r_6}$
$R_{вых1}$	$r_{сн} \parallel R_H \parallel 1/S$	$[r_{сн} + R_H (1 + \kappa_U)] \parallel R_c$	$r_{сн} \parallel R_c$	$r_{сн} \parallel R_c$

Пара- метр	Усилитель			Повторитель ОИ—ОЭ
	ОС—ОЭ	ОИ—ОЭ	ОИ—ОЭ	
$K_{U1}$	$\frac{R_{oc} \parallel R_{BX1}}{R_r + R_{oc} \parallel R_{BX1}} \times$ $\times \frac{S(R_H \parallel R_{BX2})}{1 + S(R_H \parallel R_{BX2})}$	$\frac{R_{BX1}}{R_c + R_{BX1}} \frac{S(R_c \parallel R_{BX2})}{1 + S(R_H \parallel R_{oc})}$	$\frac{R_{oc} \parallel R_{BX1}}{R_r + R_{oc} \parallel R_{BX1}} \times$ $\times S(R_c \parallel R_{BX2})$	$\frac{R_{BX1}}{R_r + R_{BX1}} \frac{S(R_c \parallel R_{BX2})}{1 + S(R_c \parallel R_{BX2})}$
$K_{U2}$	$\frac{\beta \gamma_K (R_K \parallel R_H \parallel R_{oc})}{R_{BX2}}$	$\frac{\beta \gamma_K [R_K \parallel R_H \parallel (R_H + R_{oc})]}{R_{BX2}}$	$\frac{\alpha \gamma_K (R_K \parallel R_H \parallel R_{oc})}{R_{BX2}}$	$\frac{\beta \gamma_K (R_K \parallel R_H)}{R_{BX2}}$
$F$	$1 + \delta K_{U1} K_{U2}$	$1 + \delta K_{U1} K_{U2}$	$1 + \delta K_{U1} K_{U2}$	$1 + K_{U1} K_{U2}$
$\delta$	$R_r / R_{oc}$	$R_H / (R_H + R_{oc})$	$R_r / R_{oc}$	1

Примечание.

$$F_r^{\infty} = F(R_r \rightarrow \infty); F_H^{\infty} = F(R_H \rightarrow \infty);$$

$$R_{BX1} = R_3; \alpha = \beta / (1 + \beta);$$

$$R_{BX2} = R_6 + r_9 (1 + \beta \gamma_K) \text{ для схем ОС—ОЭ и схем ОИ—ОЭ (усилитель и повторитель); } R_{BX2} = r_6 + r_9 (1 - \alpha \gamma_K) \text{ для схем ОИ—ОЭ.}$$

$\gamma_K = r_K^* / (r_K^* + R_K \parallel R_H \parallel R_{oc})$  для схем ОС—ОЭ;  $\gamma_K = r_K^* / (r_K + R_K \parallel R_H \parallel R_{oc})$  для схем ОИ—ОЭ;  $\gamma_K = r_K^* / (r_K^* + R_K \parallel R_H \parallel R_{oc})$  для схем ОИ—ОЭ (повторитель).  
 ОИ—ОЭ;  $\gamma_K = r_K^* / (r_K^* + R_K \parallel R_H)$  для схем ОИ—ОЭ (повторитель).

для схем

сти по крутизне полевого транзистора  $\sigma_s$  и по коэффициенту передачи биполярного транзистора  $\sigma_\beta$ <sup>1)</sup>.

Коэффициент усиления рассматриваемых схем определяется выражением

$$K_U = K_{U1} K_{U2} / F,$$

где  $F$  — глубина общей ОС.

Расчетные формулы установившегося режима приведены в табл. 4.1, а для приближенной оценки — в табл. 4.2.

Таблица 4.2

*Формулы для ориентировочных практических расчетов параметров комбинированных усилительных каскадов с общей обратной связью в установившемся режиме*

Параметр	Усилитель			Повторитель ОИ—ОЭ
	ОС—ОЭ	ОИ—ОЭ	ОИ—ОБ	
$K_U$	$\frac{R_{oc}}{R_r}$	$1 + \frac{R_{oc}}{R_n}$	$\frac{R_{oc}}{R_r}$	1
$R_{вх}$	$\frac{R_{oc} \parallel R_3}{S\beta (R_k \parallel R_n)}$	$R_3$	$\frac{R_{oc} \parallel R_3}{S (R_k \parallel R_n)}$	$R_3$
$R_{вых}$	$\frac{1 + R_{oc}/R_r}{S\beta}$	$\frac{1 + R_{oc}/R_n}{S\beta}$	$\frac{1 + R_{oc}/R_r}{S}$	$\frac{1}{S\beta}$

Чувствительность усилителей ОС — ОЭ, ОИ — ОЭ по  $S$  и  $\beta$  определяется произведением глубин местной и общей обратной связи:  $\sigma_s = F_1 F$  ( $F_1$  — глубина местной ОС в первом каскаде),  $\sigma_\beta = F_2 F$  ( $F_2$  — глубина местной ОС во втором каскаде). Для усилителя ОИ — ОБ чувствительность находится из формул  $\sigma_s = F$ ,  $\sigma_\beta = (1 + \beta) F$  (чувствительность по коэффициенту передачи тока эмиттера  $\sigma_\alpha = F$ ).

<sup>1)</sup> Если при исследовании установившегося режима и области малых времен усилителей на ПТ расчетные формулы могли быть заимствованы из ламповой техники, то комбинированные усилители с точки зрения анализа и расчета в этих областях не имеют ламповой аналогии.

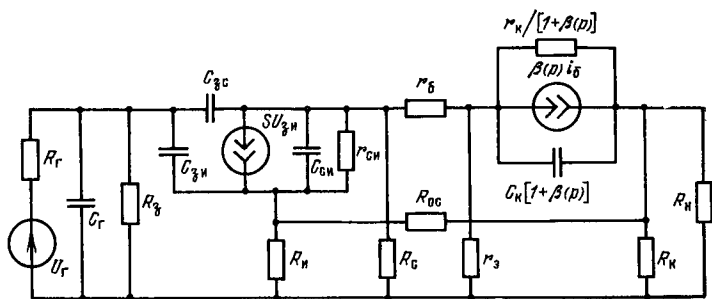


Рис. 4.4. Эквивалентная схема усилителя ОИ—ОЭ с общей обратной связью для установившегося режима и области малых времен

Для повторителя ОИ—ОЭ  $\sigma_s = F_1 F$ ,  $\sigma_\beta = F_1 F_2 F$ . Наличие сомножителя  $F_1$  в формуле для  $\sigma_\beta$  обусловлено тем, что выходная цепь повторителя находится также в кольце местной ОС первого каскада [98, 102].

Практически важной особенностью усилителя ОИ—ОЭ является наличие оптимальных сопротивлений резисторов ОС, выбор которых при заданном усилении напряжения обеспечит максимальную глубину общей ОС [94]:

$$R_n^* = \sqrt{\frac{R_k \parallel R_n \parallel r_k^*}{S(K_U - 1)}}, \quad (4.4)$$

$$R_{oc}^* = R_n^* (K_U - 1).$$

**Пример.** Усилитель ОИ—ОЭ с общей ОС построен на ПТ типа КП305Д ( $S=5$  мА/В) и БТ типа ГТ313Б ( $\beta=100$ ). Сопротивления в схеме имеют следующие значения:  $R_r=1$  МОм,  $R_n=2$  кОм,  $R_c=1,5$  кОм,  $R_k=2,1$  кОм,  $R_g=10$  МОм,  $r_з=25$  Ом. Коэффициент усиления  $K_U=3$ . Тогда рассчитанные по формуле (4.4) сопротивления обратной связи будут иметь значения:  $R_n^*=330$  Ом,  $R_{oc}^*=660$  Ом. При этом  $F \approx 16$ .

Если по условиям работы требуется схема с повышенным входным сопротивлением, а возможности увеличения  $R_{вх}$  путем выбора больших сопротивлений резистора затвора  $R_g$  отсутствуют, эффективным решением является применение следящей обратной связи между истоком и затвором ПТ [38] (рис. 4.5). Входное сопротивление схем рис. 4.5 сильно увеличивается в результате действия обратной связи:

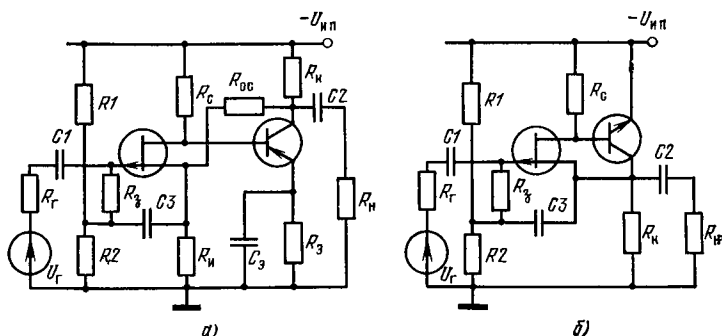


Рис. 4.5. Усилитель (а) и повторитель (б) ОИ—ОЭ со следящей обратной связью

— для усилителя ОИ — ОЭ (рис. 4.5,а)

$$R_{вх} = F_1 F R_3 \approx R_3 \frac{S\beta (R_K \parallel R_H)}{1 + R_{ос}/R_H};$$

для повторителя ОИ—ОЭ (рис. 4.5,б)

$$R_{вх} = F_1 F_2 F R_3 \approx R_3 S\beta R_H.$$

Реально схема рис. 4.5,а позволяет увеличить входное сопротивление усилителя в 15 ... 100 раз, а схема рис. 4.5,б — в 10 ... 70 раз.

Все параметры рассматриваемых схем в установившемся режиме и в области малых времен (кроме  $R_{вх}$ ) при  $R_{г} \ll R_{вх}$  практически не отличаются от соответствующих параметров усилителя ОИ — ОЭ (рис. 4.2,б) и повторителя ОИ — ОЭ (рис. 4.2,г) (см. табл. 4.1 ... 4.5) [83].

**Область малых времен.** Операторная переходная характеристика в области малых времен для усилителей ОИ — ОЭ, ОС — ОЭ, ОИ — ОБ и повторителя ОИ — ОЭ с общей обратной связью имеет такой же вид, как и для простейших усилительных комбинаций (3.9), рассмотренных в гл. 3 [94, 100], а точные и приближенные значения постоянных времени приведены в табл. 4.3 и 4.4.

Анализ функции  $h(p)$  позволяет заключить, что исследуемые схемы могут работать в апериодическом, критическом и колебательном режимах. В практических схемах, описываемых уравнением второго порядка, как известно, наиболее употребителен критический режим, обеспечивающий монотонную переходную характеристику с минимальным фронтом [7, 39, 60]. Условие реали-

Формулы для расчета параметров комбинированных усилительных каскадов с общей обратной связью в области малых времен

Тип схемы	$\tau_1$	$\tau_2$
ОС — ОЭ	$(R_r \parallel R_{oc} \parallel R_3) \left( C_r + \frac{C_{эп}}{F_1} + C_{зс} \right)$	$\frac{\tau_{\beta} + C_k (1 + \beta) (R_k \parallel R_n \parallel R_{oc})}{\gamma_k}$
ОИ — ОЭ (усилитель)	$(R_r \parallel R_3) \left[ C_r + \frac{C_{эп}}{F_1 F} + C_{зс} \left( 1 + \frac{K^0 U_1}{F} \right) \right]$	$\frac{\tau_{\beta} \mp C_k (1 + \beta) [R_k \parallel R_n (R_n + R_{oc})]}{\gamma_k}$
ОИ — ОБ	$(R_r \parallel R_{oc} \parallel R_3) [C_r + C_{эп} + C_{зс} (1 + K^0 U_1)]$	$\frac{\tau_{\alpha} + [C_k + C_n (1 - \gamma_{\alpha})] (R_k \parallel R_n \parallel R_{oc})}{\gamma_k}$
ОИ — ОЭ (повторитель)	$(R_r \parallel R_3) \left[ C_r + \frac{C_{эп}}{F_1 F} + C_{зс} \left( 1 + \frac{K^0 U_1}{F} \right) \right]$	$\frac{\tau_{\beta} + C_k (1 + \beta) (R_k \parallel R_n)}{\gamma_k}$

Примечание.

$\tau_{экв} = (\tau_1 + \tau_2)/F$  — для схем ОС — ОЭ, ОИ — ОБ;  $\tau_{экз} = \tau_1 + \tau_2/F$  — для схем усилителя и повторителя ОИ — ОЭ;

$m = \tau_0^0 \tau_2 / \tau_{экв}^0 F$  — для всех схем;

$K^0 U_1 = K U_1 (R_r = 0)$ ;  $\tau_0^0 = \tau_1 (\beta = 0)$ .

Таблица 4.4

*Формулы для ориентировочных практических расчетов параметров комбинированных усилительных каскадов с общей обратной связью в области малых времен*

Тип схемы	$\tau_1$	$\tau_2$
ОС — ОЭ	$R_r \left( C_r + \frac{C_{3H}}{1 + S\beta r_3} + C_{3C} \right)$	$\frac{\tau_\beta + C_{K\beta} (R_K \parallel R_H)}{1 + S\beta r_3}$
ОИ — ОЭ (усилитель)	$R_r (C_r + C_{3C})$	$\frac{\tau_\beta + C_{K\beta} (R_K \parallel R_H)}{1 + \beta r_3 / R_c}$
ОИ — ОБ	$R_r (C_r + C_{3H} + C_{3C})$	$\tau_\alpha + (C_K + C_H) (R_K \parallel R_H)$
ОИ — ОЭ (повторитель)	$R_r (C_r + C_{3C})$	$\frac{\tau_\beta + C_{K\beta} R_H}{1 + \beta r_3 / R_c}$

зации критического режима в анализируемых усилителях может быть записано с помощью следующих выражений [94, 100]:

— для усилителя ОС — ОЭ

$$n_{1,2} = 2\kappa F - 1 \pm 2\sqrt{\kappa(\kappa F - 1)}, \quad (4.5)$$

где  $n = \tau_2 / \tau_1$  ( $\kappa$  определяется как и в схеме без общей обратной связи);

— для усилителя ОИ — ОЭ и повторителя ОИ — ОЭ

$$n_{1,2} = F [(2\kappa - 1) \pm 2\sqrt{\kappa(\kappa - 1)}], \quad (4.6)$$

где

$$\kappa = \frac{C_r + C_{3H}/F_1 + C_{3C} (1 + K'_{U1})}{C_r + C_{3H}/(F_1 F) + C_{3C} (1 + K^0_{U1}/F)},$$

$$K'_{U1} = K^0_{U1} (\beta = 0);$$

— для усилителя ОИ — ОБ

$$n_{1,2} = 2F - 1 \pm 2\sqrt{F(F - 1)}. \quad (4.7)$$

Из рассмотрения выражений (4.5) — (4.7) следует, что критический режим в комбинированных усилителях с общей обратной связью возможен при существенно различающихся постоянных времени  $\tau_1$  и  $\tau_2$ .



**Пример.** Усилители ОС—ОЭ, ОИ—ОБ с общей обратной связью построены на ПТ типа КП305Д и БТ типа ГТ313Б. Сопротивления в схемах имеют следующие значения:  $R_r=10$  МОм,  $R_n=2$  кОм,  $R_{и}=1,5$  кОм,  $R_{ос}=30$  МОм (ОС—ОЭ),  $R_{ос}^{**}=90$  МОм (ОИ—ОБ). Коэффициент усиления схем  $K_U=3$ . Соотношения между постоянными времени первого и второго каскадов, при которых обеспечивается критический режим (при  $C_r=0$ ), следующие: для схемы ОС—ОЭ  $n_1=0,01$ ,  $n_2=101$ ; для схемы ОИ—ОБ  $n_1=0,27$ ,  $n_2=3,73$ .

Характерным для быстродействующих комбинированных усилителей при работе от высокоомных источников сигнала ( $R_r > 1$  МОм) является режим, при котором значительно превалирует постоянная времени первого каскада [94, 100]. В связи с этим сравнение усилителей будет проведено для режима, когда  $\tau_1 \gg \tau_2$ .

Время нарастания фронта выходного импульса в критическом режиме определяется с помощью известной формулы  $t_H=2,2 \tau_{ЭВВ} \sqrt{1-2m} \approx 2,0 \tau_{ЭВВ}$ . В табл. 4.5 при-

Таблица 4.5

*Формулы для ориентировочных практических расчетов времени нарастания фронта выходного импульса комбинированных усилительных каскадов с общей обратной связью*

Усилитель			Повторитель ОИ—ОЭ
ОС—ОЭ	ОИ—ОЭ	ОИ—ОБ	
$2 \frac{R_r \left(1 + \frac{R_{ос}}{R_r}\right)}{S_{\beta} (R_k \parallel R_n)} \times$ $\times [(C_r + C_{зс}) \times$ $\times (1 + S_{\beta} r_s) + C_{зи}]$	$2R_r (C_r +$ $+ C_{зс})$	$2 \frac{R_r \left(1 + \frac{R_{ос}}{R_r}\right)}{S (R_k \parallel R_n)} \times$ $\times (C_r + C_{зи} + C_{зс})$	$2R_r (C_r +$ $+ C_{зс})$

ведены приближенные формулы для оценки времени нарастания фронта исследуемых схем в типовом режиме ( $\tau_1 \gg \tau_2$ ).

Применение общей обратной связи в усилителях ОС—ОЭ, ОИ—ОЭ позволяет увеличить их быстродействие в 5 ... 15 раз, а в схемах ОИ—ОБ—в 2 ... 6 раз.

### 4.3. Сравнение усилителей с общей обратной связью

Сравнение усилителей будет проведено по стабильности и быстродействию. С этой целью ниже дается оценка

чувствительностей схем <sup>1)</sup> и длительностей фронтов в монотонном режиме.

При сравнении схем предположим равенство коэффициентов усиления схем с обратной связью, идентичность параметров активных элементов, источника входных сигналов и нагрузки, равенство сопротивлений режимных резисторов. При таких одинаковых условиях работы в рассматриваемых схемах реализуются разные глубины местной и общей обратной связи, что в конечном итоге сказывается на их стабильности и быстродействии.

**Установившийся режим. Стабильность.** Отношение чувствительностей усилителей ОС — ОЭ и ОИ — ОЭ выражается формулами

$$\frac{\sigma_S}{\sigma_S^*} = \frac{1 + (R_K \parallel R_H) / (R_n^* + R_{oc}^*)}{1 + R_T / R_{oc}},$$

$$\frac{\sigma_\beta}{\sigma_\beta^*} = \frac{1 + (R_H \parallel R_K) / (R_n^* + R_{oc}^*)}{1 + R_T / R_{oc}} [1 + S(R_n^* \parallel R_{oc}^*)]$$

(величины со звездочкой относятся к схеме ОИ — ОЭ).

При выводе формул сравнения в установившемся и переходном режимах учтены условия  $R_T \ll R_\beta$ ,  $r_n^* \gg R_K \parallel R_H$ ,  $r_n^* \gg R_\beta \parallel R_H$ . Кроме того, для схем ОС — ОЭ, ОИ — ОБ учитывалось неравенство  $R_{oc} \gg R_K \parallel R_H$ , справедливое в подавляющем большинстве случаев при работе от высокоомных датчиков сигнала — типичном режиме работы комбинированных усилителей.

Полученные формулы позволяют утверждать, что отношение чувствительностей прежде всего зависит от пассивного шунтирующего влияния элементов ОС [98] на выходную цепь ОИ — ОЭ и входную цепь ОС — ОЭ. В области низких  $K_U$  эффект такого влияния заметнее

<sup>1)</sup> В простейших схемах с однопетлевой обратной связью глубина обратной связи и чувствительность по усилительному параметру транзистора ( $\sigma_S$  или  $\sigma_\beta$ ) обычно равны по величине, в результате чего при исследовании стабильности можно оперировать только глубиной обратной связи, отвлекаясь от понятия «чувствительность». В схемах с многопетлевыми обратными связями (например, рассматриваемые в данной главе усилители ОС — ОЭ, ОИ — ОЭ содержат местную и общую обратную связь) при оценке стабилизирующих свойств схемы необходимо принимать во внимание эффект их совместного влияния, который удобно учитывать с помощью метода чувствительности. Выраженная через традиционные понятия — глубины местной и общей обратной связи, чувствительность по наиболее важным элементам схемы определяется произведением глубин местной и общей обратной связей [92].

в усилителях ОС — ОЭ, а с повышением усиления он с большей силой проявляется в каскадах ОИ — ОЭ. Заменяя  $R^*_{\Pi}$ ,  $R^*_{oc}$ ,  $R_{oc}$  их выражениями, можно получить

$$\frac{\sigma_S}{\sigma^*_S} = \frac{1 + \sqrt{S(R_K \parallel R_H)(K_U - 1)/K_U}}{1 + 1/K_U}; \quad (4.8)$$

$$\frac{\sigma_\beta}{\sigma^*_\beta} = \frac{[1 + \sqrt{S(R_K \parallel R_H)(K_U - 1)/K_U}]^2}{1 + 1/K_U}. \quad (4.9)$$

Если исходное усиление схемы удовлетворяет условию  $K_U = K'_U = 1 + 1/S(R_K \parallel R_H)$ , то  $\sigma_S/\sigma^*_S = 1$ . Если  $K_U > K'_U$  (как правило, это соответствует типичным коэффициентам усиления  $K_U = 3 \dots 5$ ), то лучшей с точки зрения  $\sigma_S$  оказывается схема ОС — ОЭ. Для  $K_U < K'_U$  (реально такие величины  $K_U$  близки к единице) преимущество по чувствительности будет на стороне ОИ — ОЭ [98].

Что касается отношения чувствительностей по  $\beta$ , то здесь также существует  $K_U$ , при котором  $\sigma_\beta/\sigma^*_\beta = 1$  (он находится ниже уровня  $K'_U$ ). Практически отношение чувствительностей  $\sigma_\beta/\sigma^*_\beta$  при усилении  $K_U = 3 \dots 5$  лежит в пределах 1,7 ... 5 [98].

В предельном случае, когда исходное усиление равно единице,  $\sigma_S/\sigma^*_S = \sigma_\beta/\sigma^*_\beta = 0,5$ , т. е. схема ОИ — ОЭ дает двукратный выигрыш в чувствительности по  $S$  и  $\beta$ .

**Пример 1.** Усилители ОС — ОЭ и ОИ — ОЭ с общей обратной связью построены на ПТ типа КП103К ( $S = 2$  мА/В) и БТ типа П416Б ( $\beta = 100$ ). Сопротивления в схемах имеют значения  $R_r = 100$  кОм,  $R_H = 0,5$  МОм,  $R_3 = 10$  МОм,  $R_1 = 2$  кОм,  $R_{oc} = 300$  кОм,  $R^*_{\Pi} = 710$  Ом,  $R^*_{oc} = 1,4$  кОм. Коэффициент усиления  $K_U = 3$ . Отношения чувствительностей получаются следующими:  $\sigma_S/\sigma^*_S = 1,5$ ,  $\sigma_\beta/\sigma^*_\beta = 2,9$ .

В типовом диапазоне усиления  $K_U = 3 \dots 5$  схема ОС — ОЭ по стабильности превосходит схему ОИ — ОЭ в 2 ... 10 раз.

Стабилизирующие свойства усилителей ОИ — ОБ и ОС — ОЭ нужно оценивать из соотношений

$$\frac{\sigma_S}{\sigma^{**}_S} = \frac{S(R_K \parallel R_H)}{1 + S(R_K \parallel R_H)} \frac{\beta}{1 + \beta r_3/R_H}, \quad (4.10)$$

$$\frac{\sigma_\beta}{\sigma^{**}_\beta} = \left[ 1 + \frac{1}{S(R_K \parallel R_H)} \right] [1 + S(r_6 + r_3)]$$

( $\sigma^{**}_S$ ,  $\sigma^{**}_\beta$  — чувствительности схемы ОИ — ОБ).

Анализ выражений (4.10) показывает, что схема ОС—ОЭ намного (в десятки раз) превосходит схему ОИ—ОБ в чувствительности по  $S$  [98]. Выигрыш максимален при  $S(R_K \parallel R_H) \gg 1$ ,  $R_H \gg \beta r_3$  и равен  $\beta$ . Что касается чувствительности по  $\beta$ , то усилитель ОИ—ОБ оказывается лучше. Однако выигрыш в чувствительности по  $\beta$  ( $\sigma_\beta^*/\sigma_\beta = 1,2 \dots 2,5$ ) несоизмерим с проигрышем в чувствительности по  $S$ . В итоге, как правило, стабильность схемы ОС—ОЭ в 10 ... 50 раз лучше.

**Пример 2.** Усилители ОС—ОЭ и ОИ—ОБ с общей обратной связью построены на ПТ типа КП103К ( $S=2,5$  мА/В) и БТ типа П416Б ( $\beta=100$ ). Сопротивления в схемах имеют значения  $R_r=1$  МОм,  $R_H=0,5$  МОм,  $R_H=4,3$  кОм,  $R_K=4$  кОм,  $R_{oc}=3$  МОм,  $R_{oc}^*=4,7$  МОм. Коэффициент усиления  $K_U=3$ . Отношения чувствительностей оказываются равными  $\sigma_S/\sigma_S^*=57$ ,  $\sigma_\beta^*/\sigma_\beta=1,4$ .

Аналогичную картину дает сравнение усилителей ОИ—ОБ и ОИ—ОЭ: схема ОИ—ОЭ имеет большое преимущество в чувствительности по  $S$  (до десятков раз) и, как правило, в несколько раз проигрывает схеме ОИ—ОБ в чувствительности по  $\beta$  [98].

Подводя итог сравнения усилителей ОС—ОЭ, ОИ—ОЭ, ОИ—ОБ с общей обратной связью, следует подчеркнуть, что основной высокостабильной схемой является комбинация ОС—ОЭ. Испытание этой схемы в интервале температур  $-60 \dots +125^\circ\text{C}$  с использованием ПТ типа КП103К и БТ типа ГТ308В (с параметрами  $K_U=3,2$ ,  $R_r=110$  кОм,  $R_H=0,5$  МОм,  $R_K=3$  кОм,  $R_{oc}=360$  кОм,  $R_H=1,6$  кОм) показало, что нестабильность коэффициента усиления составляет около 1%.

Сравнительный анализ чувствительностей повторителя ОИ—ОЭ с «родственным» ему повторителем ОС—ОК приводит к выражениям [98]

$$\frac{\sigma_S^*}{\sigma_S} = 1 + \frac{R_K \parallel R_H}{(R_c + r_3)/(1 + \beta) + r_3}; \quad (4.11)$$

$$\frac{\sigma_\beta^*}{\sigma_\beta} = 1 + \frac{r_3 + r_3 + R_K \parallel R_H}{R_H \parallel (1/S)} \quad (4.12)$$

( $\sigma_S^*$ ,  $\sigma_\beta^*$  — чувствительности повторителя ОИ—ОЭ);  $\sigma_S = F_1$ ,  $\sigma_\beta = F_2 = 1 + \gamma_K \gamma_\beta$  — чувствительности повторителя ОС—ОК).

Из выражений (4.11), (4.12) очевидны преимущества повторителя ОИ—ОЭ по чувствительности. Реальный выигрыш в чувствительности по  $\beta$  составляет 1,2 ... 2, а по  $S$  еще выше. По стабильности повторитель ОИ—ОЭ превосходит схему ОС—ОК в 1,5 ... 2,5 раза.

**Пример 3.** Повторители ОИ—ОЭ и ОС—ОК построены на ПТ типа КП103К ( $S=1$  мА/В) и БТ типа ГТ311Д ( $\beta=100$ ). Сопротивления в схемах имеют значения  $R_r=1$  МОм,  $R_n=100$  Ом,  $R_s=10$  МОм,  $R_k=R_g=2$  кОм,  $R_n=6,8$  кОм,  $R_c=300$  Ом. При этом отношение чувствительностей  $\sigma_s/\sigma_g=2,7$ ,  $\sigma_\beta/\sigma_g=1,5$ .

**Область малых времен. Быстродействие.** Отношение длительностей фронтов в усилителях ОС—ОЭ, ОИ—ОЭ определяется выражением

$$\frac{t_n^*}{t_n} = F \left( 1 + \frac{1}{K_U} \right) \frac{C_r + C_{зи}/F_1 F^* + C_{зс} (1 + K_{U1}/F^*)}{C_r + C_{зи}/F_1 + C_{зс}},$$

где индекс \* относится к усилителю ОИ—ОЭ. Параметры  $K_U$ ,  $C_r$ ,  $C_{зи}$ ,  $C_{зс}$  приняты одинаковыми для обеих схем.

Анализ отношения фронтов в рабочем диапазоне усиления показывает, что схема ОС—ОЭ обладает наибольшим быстродействием [94] (в практических схемах — в 3 ... 10 раз). Предельный выигрыш по быстродействию реализуется при больших емкостях источника входных сигналов  $C_r \gg C_{зи} + C_{зс}$  и равен

$$(t_n^*/t_n)_{\text{пред}} = F(1 + 1/K_U), \quad (t_n^*/t_n)_{\text{пред}} = 10 \dots 30.$$

Сравнение усилителей ОС—ОЭ, ОИ—ОЭ в области малых времен приводит к выводу о превосходстве усилителя ОС—ОЭ [94]. В пределе при  $\beta \gg 1$  и  $S R_n \| R_{вх2} \gg 1$  получается

$$\left( \frac{t_n^{**}}{t_n} \right)_{\text{пред}} \approx \frac{1 + C_{зи}/C_{зс}}{S r_g}, \quad (4.13)$$

где  $t_n^{**}$  — время нарастания фронта схемы ОИ—ОБ.

Значение  $(t_n^{**}/t_n)_{\text{пред}}$  лежит в пределах 20 ... 200. Последняя цифра характерна для случая использования МДП-транзисторов. В реальных схемах  $t_n^{**}/t_n = 10 \dots 30$ .

**Пример 4.** Усилители ОС—ОЭ, ОИ—ОЭ, ОИ—ОБ с общей обратной связью построены на ПТ типа КП305Д ( $S=5$  мА/В) и БТ типа ГТ313Б ( $\beta=100$ ). Сопротивления в схемах имеют значения  $R_r=10$  МОм,  $R_n=2$  кОм,  $R_c=1,5$  кОм,  $R_k=2,1$  кОм,  $R_{oc}=30$  МОм,  $R_n=330$  Ом,  $R_{oc}=660$  Ом,  $R_{oc}^{**}=90$  МОм. Коэффициент усиле-

ния  $K_U=3$ . Тогда длительности фронтов составляют:  $t_n \approx 1,5$  мкс (ОС—ОЭ),  $t_n^* \approx 9,5$  мкс (ОИ—ОЭ),  $t_n^{**} \approx 43,5$  мкс (ОИ—ОБ).

Отношения фронтов:  $t_n^*/t_n = 6,3$ ,  $t_n^{**}/t_n = 29$ .

Анализ схем ОИ—ОЭ, ОИ—ОБ показывает, что в зависимости от емкости источника входных сигналов отношение длительностей их фронтов может варьироваться в любую сторону. Если емкость удовлетворяет условию

$$C_r = C'_r \approx C_{\text{зи}} \frac{K_U}{S_{\alpha}(R_K \parallel R_H) - K_U} - C_{\text{зс}}, \quad (4.14)$$

то скорость переходных процессов в обеих схемах практически одинакова [94]. В случае  $C_r < C'_r$  и  $C_{\text{зи}}/C_{\text{зс}} > F^{**}$  лучшей (при  $C_r=0$  в 2 ... 7 раз) переходной реакцией обладает схема ОИ—ОЭ. При  $C_r > C'_r$  меньшую длительность фронта имеет усилитель ОИ—ОБ и в пределе, когда  $C_r \gg C_{\text{зи}} + C_{\text{зс}}$ , выигрыш по быстродействию составляет приблизительно 1,5 ... 5 раз.

**Пример 5.** Начальные условия для схем ОИ—ОЭ, ОИ—ОБ с общей ОС те же, что и в примере 4:  $K_U=3$ . При величине емкости источника сигналов  $C_r = C'_r = 4,2$  пФ длительности фронтов равны  $t_n^* = t_n = 100$  мкс. Для нулевых емкостей  $C_r$   $t_n^* = 9,5$  мкс (ОИ—ОЭ),  $t_n^{**} \approx 43,5$  мкс (ОИ—ОБ),  $t_n^*/t_n = 4,6$ . В случае  $C_r = 30$  пФ  $t_n^* = 660$  мкс,  $t_n^{**} = 440$  мкс,  $t_n^*/t_n^{**} = 1,5$ .

В результате анализа импульсных характеристик повторителей ОИ—ОЭ и ОС—ОК можно получить соотношение [100]

$$\frac{t_n}{t_n^*} = \frac{C_r + C_{\text{зи}}/F_1 + C_{\text{зс}}}{C_r + C_{\text{зи}}/F_1^* + C_{\text{зс}}(1 + K_{U1}^0/F^*)}, \quad (4.15)$$

где звездочкой отмечены величины, относящиеся к схеме ОИ—ОЭ ( $t_n$ — время нарастания фронта схемы ОС—ОК). Анализ выражения (4.15) показывает, что потенциальные возможности повторителей по быстродействию зависят от результирующего сопротивления на выходе схемы:

$$R_{\text{рез}} = R_{\text{э}} \parallel R_H = R_K \parallel R_H,$$

т. е. в конечном итоге от сопротивления  $R_H$ , ибо оно в первую очередь определяет величину  $R_{\text{рез}}$ . Если результирующее сопротивление имеет величину

$$R'_{\text{рез}} = 0,5r, \left\{ 1 + \frac{C_{\text{зс}}}{C_{\text{зи}}} (1 + SR_H) + \right.$$

$$+ \sqrt{\left[1 + \frac{C_{зс}}{C_{зи}} (1 + SR_n)\right]^2 + 4 \frac{C_{зс}}{C_{зи}} \frac{R_n}{\beta r_э}} \}, \quad (4.16)$$

то фронты на выходе обоих повторителей будут иметь одинаковую длительность. Если  $R_{рез} > R'_{рез}$ , то переходные процессы быстрее протекают в схеме ОИ—ОЭ, а если  $R_{рез} < R'_{рез}$ , то в схеме ОС—ОК. При

$$\left[1 + \frac{C_{зс}}{C_{зи}} (1 + SR_n)\right]^2 \gg \frac{4C_{зс}}{C_{зи}} \frac{R_n}{\beta r_э}$$

формула (4.16) существенно упрощается:

$$R'_{рез} \approx r_э [1 + (C_{зс}/C_{зи}) (1 + SR_n)].$$

Практически различие фронтов повторителей ОИ—ОЭ, ОС—ОК может составлять от 20 до 200%. Оно заметнее всего проявляется при малых емкостях  $C_r$ , а также при использовании ПТ с наибольшим отношением  $C_{зи}/C_{зс}$ , например МДП-транзисторов [100].

**Пример 6.** Повторители ОИ—ОЭ и ОС—ОК построены на ПТ типа КП305Д ( $S=5$  мА/В) и БТ типа ГТ311Д ( $\beta=100$ ). Сопротивления в схемах имеют величины  $R_r=10$  МОм,  $R_n=R_э=1$  кОм,  $R_c=R_n=1$  кОм,  $r_э=12,5$  Ом. При  $R_n \approx 20$  Ом фронты на выходе повторителей одинаковы:  $t_n=t_n=22$  мкс. Коэффициенты передачи повторителей:  $K_U=0,8$  (ОИ—ОЭ),  $K_U=0,7$  (ОС—ОК). Если сопротивление нагрузки взять  $R_H=150$  Ом, то  $t_n^*=9$  мкс,  $K_U=0,94$  для ОИ—ОЭ и  $t_n=17,6$  мкс,  $K_U=0,83$  (ОС—ОК),  $t_n/t_n^*=1,9$ .

### Рекомендации по применению общей обратной связи.

Полученные выше результаты позволяют дать рекомендации по применению комбинированных усилителей с общей обратной связью: ОС—ОЭ, ОИ—ОЭ, ОИ—ОБ и повторителей напряжения ОИ—ОЭ, ОС—ОК.

Основной высокостабильной схемой в типовом диапазоне усиления ( $K_U=3 \dots 5$ ) среди усилительных каскадов с общей обратной связью является схема ОС—ОЭ. Усилитель ОС—ОЭ имеет выигрыш в стабильности по сравнению со схемами ОИ—ОЭ в 2 ... 10 раз, ОИ—ОБ—в 10 ... 50 раз.

При коэффициентах усиления, близких к единице, лучшая стабильность (примерно в 2 раза выше, чем в схеме ОС—ОЭ) достигается в усилителе ОИ—ОЭ. Такой случай характерен, например, для схем, в которых необходимо реализовать предельно высокие величины  $R_{вх}$  ( $10^9 \dots 10^{12}$  Ом). Для достижения таких больших величин  $R_{вх}$  надо, во-первых, применять схему ОИ—ОЭ с включением резистора  $R_s$  к истоку ПТ, во-вторых, уве-

личивать глубину ОС (что связано со снижением усиления).

Наибольшая эффективность стабилизации коэффициента передачи в схемах повторителей напряжения достигается применением повторителя общий исток — общий эмиттер. Стабильность коэффициента передачи повторителя ОИ—ОЭ в 1,5 ... 2,5 раза выше, чем в схеме ОС — ОК.

Наивысшим быстродействием среди основных схем комбинированных усилителей, охваченных петлей общей обратной связи, обладает схема общий сток — общий эмиттер. Выигрыш по быстродействию усилителя ОС — ОЭ по отношению к схеме ОИ — ОЭ составляет 3 ... 10, а к схеме ОИ—ОБ примерно 10 ... 30.

Сравнительные импульсные характеристики усилителей общий исток — общий эмиттер, общий исток — общая база зависят от соотношения между емкостями источника входных сигналов и полевого транзистора. При достаточно больших емкостях источника сигналов ( $C_{г} > C'_{г}$ ) переходные процессы протекают быстрее в схеме ОИ — ОБ. При малых емкостях меньшую длительность фронта, как правило (особенно в схемах с МДП-транзисторами), имеет усилитель ОИ — ОЭ. В обоих указанных случаях отношение фронтов схем ОИ — ОЭ, ОИ — ОБ колеблется в пределах 1,5 ... 5.

Сравнительные характеристики повторителей напряжения по быстродействию прежде всего зависят от величины сопротивления нагрузки. При условии  $R_{н} || R_{о} > R'_{рез}$  наименьшая длительность фронта получается в повторителе ОИ — ОЭ. При сопротивлениях, меньших этой величины, лучшим быстродействием обладает повторитель ОС — ОК. Различие фронтов указанных схем может составлять 20 ... 200%.

Переходные процессы в области малых времен в комбинированных каскадах с общей обратной связью с достаточной для инженерного применения точностью описываются уравнением второго порядка.

#### 4.4. Усилители с местной обратной связью на комбинированных каскадах

**Усилители ОИ—ОЭ.** Основу комбинированных усилителей с местной обратной связью составляют усилители ОИ—ОЭ. Наибольшее практическое применение имеют две схемы (рис. 4.6) [3, 5, 74]: 1) с параллельной обрат-



Таблица 4.6

Формулы для расчета параметров усилителей ОИ — ОЭ  
с местной обратной связью в установившемся режиме

Параметр	С последовательно последовательной ОС	С параллельно-последовательной ОС
$K_{U1}$	$\frac{R_{BX1}}{R_{\Gamma} + R_{BX1}} \frac{S(R_C \parallel R_{BX2})}{1 + SR_H}$	$\frac{\frac{R_{3c} \parallel R_{BX1}}{R_{\Gamma} + R_{3c} \parallel R_{BX1}} \times}{1 + \frac{R_{\Gamma}}{R_{3c}} \frac{R_{3c} \parallel R_{BX1}}{R_{\Gamma} + R_{3c} \parallel R_{BX1}} \times} \rightarrow$ $\rightarrow \frac{\times S(R_C \parallel R_{BX2} \parallel R_{3c})}{\times S(R_C \parallel R_{BX2} \parallel R_{3c})}$
$K_{U2}$	$\frac{\beta \gamma_K (R_K \parallel R_H)}{R_{BX2}}$	
$R_{BX2}$	$r_6 + (r_9 + R_9) (1 + \beta \gamma_K)$	
$\gamma_K$	$\frac{r_K^*}{r_K^* + R_K \parallel R_H + R_3}$	
$R_{BX}$	$R_3$	$(R_{3c} \parallel R_3) / F_{1r}^{\infty}$
$R_{ВЫХ}$	$[r_K^* (1 + \gamma_6 \beta)] \parallel R_K$	
$F_1$	$1 + SR_H$	$1 + \frac{R_{\Gamma}}{R_{\Gamma} + R_{3c} \parallel R_3} S(R_C \parallel R_{BX2} \parallel R_{3c})$
$F_2$	$1 + \gamma_K \gamma_6 \beta$	
$\gamma_6$	$\frac{R_9 + r_9}{R_{ВЫХ1} + r_6 + R_9 + r_9}$	
$R_{ВЫХ1}$	$[r_{сн} + R_H (1 + \alpha_U)] \parallel R_C$	$(r_{сн} \parallel R_C \parallel R_{3c}) / F_{1BX}^{\infty}$

Примечание.  $K_U = K_{U1} K_{U2}$ ;  $R_{BX1} = R_3$ ;  $F_{1r}^{\infty} = F_1 (R_{\Gamma} \rightarrow \infty)$ ;  $F_{1BX}^{\infty} = F_1 (R_{ВЫХ2} \rightarrow \infty)$ .

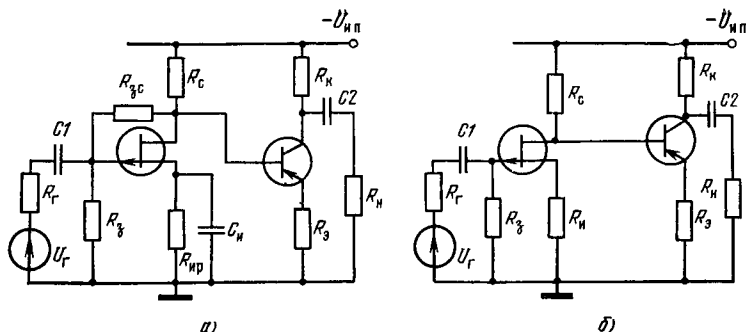


Рис. 4.6. Усилитель ОИ—ОЭ с параллельно-последовательной (а) и с последовательно-последовательной (б) обратной связью

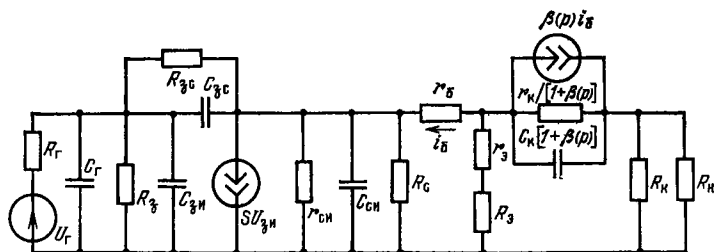


Рис. 4.7. Эквивалентная схема усилителя ОИ—ОЭ с параллельно-последовательной местной обратной связью для установившегося режима и области малых времен

ной связью по напряжению в первом каскаде и последовательной обратной связью по току во втором каскаде (для краткости такое сочетание обратной связи будем называть параллельно-последовательной ОС) и 2) с последовательной обратной связью по току в первом и втором каскадах (последовательно-последовательная ОС<sup>1)</sup>). Для создания нормального режима первого каскада по постоянному току в схемах с параллельно-последовательной ОС, использующих ПТ, необходим дополнительный режимный резистор в истоковой цепи  $R_{ир}$  (он может быть заменен источником напряжения). Если применяются МДП-транзисторы, резистор  $R_{ир}$  не нужен.

<sup>1)</sup> Другие варианты местной ОС в усилителе ОИ—ОЭ имеют худшие показатели [101], а схема с параллельной ОС в первом и втором каскаде не имеет практического смысла.

Для расчета параметров установившегося режима и области малых времен можно использовать эквивалентную схему усилителя ОИ—ОЭ с параллельно-последовательной ОС (рис. 4.7). Параметры установившегося режима усилителей сведены в табл. 4.6. Для ориентировочной практической оценки параметров  $K_U$ ,  $R_{вх}$ ,  $R_{вых}$  можно пользоваться следующими формулами [101]:

— для схемы с параллельно-последовательной ОС

$$K_U = \frac{R_{зс}}{R_r} \frac{R_k \parallel R_H}{R_9}, \quad R_{вх} \approx \frac{R_{зс} \parallel R_3}{1 + S(R_c \parallel \beta r_9)}, \quad R_{вых} = R_k;$$

— для схемы с последовательно-последовательной ОС

$$K_U \approx \frac{R_c}{R_H} \frac{R_k \parallel R_H}{R_9},$$

$$R_{вх} = R_3, \quad R_{вых} \approx R_k.$$

Изменения крутизны ПТ в рассматриваемых схемах стабилизируются обратной связью первого каскада. Поэтому чувствительность по  $S$  определяется формулой  $\sigma_S = F_1$ . Стабилизация коэффициента усиления  $\beta$  зависит от глубины ОС во втором каскаде:  $\sigma_\beta = F_2$ .

Давая качественную оценку действию местных ОС, следует отметить специфическую особенность, которой обладает схема с параллельно-последовательной ОС. В ней параллельная ОС по напряжению в первом каска-

Таблица 4.7

*Формулы для расчета параметров усилителей ОИ—ОЭ с местной обратной связью в области малых времен*

Параметр	С последовательно-последовательной ОС	С параллельно-последовательной ОС
$\tau_{эка}$	$\tau_1 + \tau_2$	$\tau_1/F_1 + \tau_2$
$m$	$\tau_1^0 \tau_2 / \tau_{эв}^2$	$\tau_1^0 \tau_2 / \tau_{эв}^2 F_1$
$\tau_1$	$(R_r \parallel R_3) [C_r + (C_{3п}/F_1) + C_{зс} (1 + K_{U1})]$	$(R_r \parallel R_{зс} \parallel R_3) [C_r + C_{3п} + C_{зс} (1 + K_{U1})]$
$\tau_2$	$\gamma_k \frac{\tau_\beta + C_k(1 + \beta)(R_k \parallel R_H)}{1 + \gamma_k \gamma_\beta \beta}$	

Примечание.  $\tau_1^0 = \tau_1 (\beta = 0)$ ;  $K_{U1} = K_{U1} (R_r = 0)$

де, даже при отсутствии внешней ОС во втором каскаде ( $R_3=0$ ), способствует стабилизации не только крутизны, но и коэффициента  $\beta$ . Действительно, в итоге влияния параллельной ОС по напряжению уменьшается выходное сопротивление  $R_{\text{вых1}}$ , а это вызывает рост глубины внутренней ОС по току в биполярном транзисторе ( $F_2=1+\gamma_k\gamma_b\beta$ ) [101].

Переходные процессы в каскадах ОИ — ОЭ с местной ОС в области малых времен без существенных погрешностей описываются переходной характеристикой (3.3) [83]. Общие формулы расчета усилителей в области малых времен приведены в табл. 4.7, а приближенные — в табл. 4.8. Анализ показывает, что при любых соотношениях между постоянными времени первого и второго каскадов колебательный режим отсутствует ( $m < 0,25$ ). Иными словами, переходные процессы в усилителях ОИ — ОЭ с местной ОС протекают монотонно, без выбросов.

Сравним рассматриваемые усилители по стабильности и быстродействию. Условия для сравнения остаются такими же, что и в усилителях с общей ОС (см. § 4.3). Кроме того, примем, что при сравнении чувствительностей по одному из параметров чувствительности по другому параметру должны быть одинаковыми. Например, оценка чувствительностей по крутизне ПТ должна производиться в условиях равных чувствительностей по коэффициенту усиления тока базы БТ.

Таблица 4.8

*Формулы для ориентировочных расчетов параметров усилителей ОИ—ОЭ с местной обратной связью в области малых времен*

Параметр	С последовательно-последовательной ОС	С параллельно-последовательной ОС
$\tau_1$	$R_r \left( C_r + \frac{C_{3H}}{1 + S R_H} \right) + C_{3C} \frac{R_C}{R_H}$	$(R_r \parallel R_{3C}) (C_r + C_{3H} + C_{3C} S R_C)$
$\tau_2$	$\frac{\tau_\beta + C_{K\beta} (R_K \parallel R_H)}{1 + \beta (R_3/R_C)}$	$\frac{\tau_\beta + C_{K\beta} (R_K \parallel R_H)}{S \beta R_3 / (1 + R_{3C}/R_r)}$

Анализ стабилизирующих свойств усилителей с параллельно-последовательной и последовательно-последовательной конфигурацией местных ОС приводит к формуле [101]

$$\frac{\sigma_s^*}{\sigma_s} = \frac{\sigma_{\beta}^*}{\sigma_{\beta}} = \left(1 + \frac{SR_c \parallel R_{\text{вх2}}}{1 + R_{\text{зс}}/R_r}\right) \frac{1}{1 + R_r/R_{\text{зс}}}, \quad (4.17)$$

где величины со звездочкой относятся к схеме на рис. 4.6,а. Если сопротивление обратной связи в первом каскаде имеет величину

$$R'_{\text{зс}} = R_r / (SR_c \parallel R_{\text{вх2}} - 1),$$

то рассматриваемые схемы с точки зрения стабильности равноценны.

В типовых схемах ОИ—ОЭ  $R_{\text{зс}} > R'_{\text{зс}}$ , при этом стабильность усилителя с параллельно-последовательной ОС выше по сравнению с усилителем с последовательно-последовательной ОС на 5...50%.

Оценка постоянных времени с учетом анализа чувствительностей показывает, что лучшими характеристиками в области малых времен обладает схема с параллельно-последовательной ОС. Практически длительность ее фронта меньше, чем в схеме с последовательно-последовательной ОС в 1,1...2 раза.

Таким образом, из всех комбинаций местной обратной связи в усилителях общий исток—общий эмиттер наилучшую стабильность и наивысшее быстродействие в большинстве случаев обеспечит применение параллельной обратной связи по напряжению в каскаде на полевом транзисторе и последовательной по току в каскаде на биполярном транзисторе. Решая вопрос о выборе обратной связи, необходимо принимать во внимание то обстоятельство, что практическая реализация параллельной местной ОС для ПТ с  $p-n$ -переходом требует введения дополнительных элементов—резистора и конденсатора (или источника напряжения) в первый каскад схемы с целью обеспечения режима по постоянному току. В схемах с МДП-транзисторами параллельную местную ОС осуществить проще: нет необходимости в применении дополнительных мер.

**Усилители ОС—ОЭ, ОИ—ОБ.** Если ввести последовательную обратную связь по току в каскад на БТ (рис. 48,а) в усилитель ОС—ОЭ, то это вызовет увеличение глубины обратной связи не

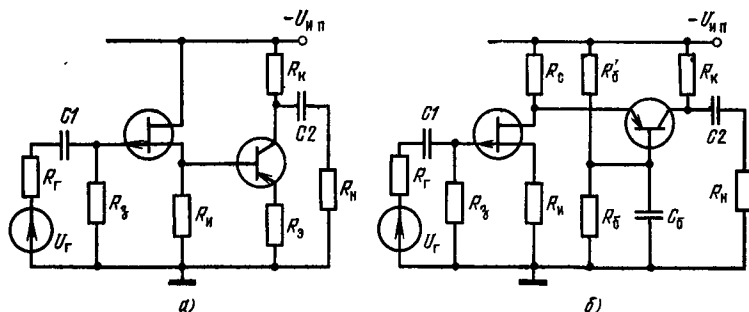


Рис. 4.8. Усилитель ОС—ОЭ (а) и ОИ—ОБ (б) с местной обратной связью

только во втором, но и в первом каскаде<sup>1)</sup> (из-за возрастания  $R_{вх2}$ ). В результате улучшится стабильность и быстродействие каждого каскада, а значит, и всей схемы.

Для расчета указанного усилителя можно воспользоваться данными табл. 3.1, 3.5 применительно к схеме ОС—ОЭ, если под сопротивлением  $r_a$  в соответствующих формулах понимать сумму  $r_a + R_a$  [86].

На рис. 4.8,б показана схема усилителя ОИ—ОБ<sup>2)</sup> с последовательной обратной связью по току в каскаде на ПТ с глубиной ОС  $F_1 \approx 1 + SR_{н1}$ . Как изменятся характеристики установившегося режима и области малых времен по сравнению со схемой без обратной связи (рис. 3.3)? Коэффициент усиления первого каскада (и всей схемы) уменьшится примерно в  $(1 + SR_{н1})$  раз. Во столько же раз уменьшится емкость затвор—исток в формулах постоянных времени (см. табл. 3.1, 3.5). Кроме того, незначительно увеличится выходное сопротивление первого каскада  $R_{вых1} = R_{c1} \parallel [r_{cн1} + (1 + \mu_{v1})R_{н1}]$ . Обратная связь такого типа увеличивает стабильность и повышает быстродействие только в первом каскаде.

<sup>1)</sup> Применять параллельную обратную связь по напряжению в каскаде на БТ усилителя ОС—ОЭ, как правило, нецелесообразно, ибо выходное сопротивление первого каскада данной схемы имеет обычно довольно низкую величину, в результате чего глубина этой обратной связи получается незначительной.

<sup>2)</sup> Параллельная обратная связь по напряжению в первом каскаде схемы ОИ—ОБ неэффективна из-за весьма низкого входного сопротивления каскада с общей базой.

## Интегральные усилители на полевых транзисторах

---

### 5.1. Специфика интегрального исполнения усилителей

Методы проектирования линейных интегральных схем (ЛИС) существенно отличаются от традиционных методов проектирования схем на дискретных компонентах. Специфика схемотехники ЛИС обусловлена прежде всего технологическими ограничениями. До последнего времени к ним относились такие ограничения, как трудность изготовления на одном кристалле полевых и биполярных транзисторов, невозможность получения прецизионных и подстраиваемых элементов, резисторов большого номинала, трудность получения интегральных пар ПТ с хорошим согласованием характеристик.

В настоящее время указанные ограничения в значительной степени преодолены: многими фирмами в нашей стране и за рубежом освоена технология совместного изготовления ПТ и БТ, МДП-транзисторов и БТ; взаимодополняющих МДП-транзисторов и БТ; освоены методы получения ионнолегированных и тонкопленочных резисторов с номиналом 10 МОм и более, лазерной подгонки номиналов тонкопленочных резисторов и др. В связи с освоением указанных технологических методов усилители на основе ПТ в ближайшее время, по-видимому, займут ведущее место в общем производстве интегральных усилителей благодаря значительному превосходству этих схем перед биполярными по таким параметрам, как входной ток, быстродействие, шумы и входное сопротивление при сравнимых значениях остальных параметров.

Ниже рассмотрены основные варианты интегральных усилителей на полевых транзисторах: полупроводниковые и гибридные ИС операционных усилителей (ОУ), усилителей постоянного тока с промежуточным преобразованием сигнала (УПТ типа МДМ) и малошумящих усилителей низкой частоты (УНЧ).

## 5.2. Интегральные усилители постоянного тока прямого усиления

Усилители постоянного тока (УПТ) прямого усиления обычно выполняются в виде операционных усилителей (ОУ). Операционный усилитель является наиболее распространенным и широко применяемым классом линейных интегральных схем. Точностные характеристики ОУ определяются главным образом параметрами входного каскада<sup>1)</sup>. Входные каскады ОУ строятся по дифференциальной (балансной) схеме. При интегральном исполнении такая схема автоматически обеспечивает высокое качество усиления вследствие хорошего согласования параметров идентичных интегральных компонентов<sup>2)</sup>.

**Типовой ОУ с ПТ на входе ( $\mu A740$ ).** Первые интегральные ОУ с ПТ на входе ( $\mu A740$  и др.) проектировались на основе хорошо отработанной схемы «биполярного» ОУ типа  $\mu A741$  (подробнее описание ОУ типа  $\mu A741$  см. в [104]) путем замены активных биполярных транзисторов входного дифференциального каскада полевыми транзисторами. В упрощенной схеме входного каскада ОУ типа  $\mu A740$  (рис. 5.1) используются ПТ с  $p$ -каналом  $T3$  и  $T4$ , изготавливаемые совместно с биполярными транзисторами на одном кристалле (см. рис. 1.1).

Транзисторы  $T1$ ,  $T2$  и резистор  $R1$  образуют стабильный источник постоянного тока. Транзисторы  $T1$  и  $T2$  расположены рядом на одной подложке и имеют идентичные характеристики, благодаря чему осуществляется компенсация температурных изменений напряжения между базой и эмиттером транзисторов  $T1$  и  $T2$  и поддерживается стабильность тока  $I_1$  в широком диапазоне температур. Эмиттерные токи транзисторов  $T1$  и  $T2$  пропорциональны площадям эмиттеров:  $I_1/I_2 = A_1/A_2$ , где  $A_1$  и  $A_2$  — площади эмиттеров  $T1$  и  $T2$ .

<sup>1)</sup> К точностным характеристикам УПТ относятся: величина напряжения смещения  $U_{см}$ , входной ток  $I_{вх}$ , разность входных токов  $\Delta I_{вх}$  и величины температурного дрейфа этих параметров. Если скомпенсировать начальный разбаланс и обеспечить стабильность температуры, то чувствительность усилителя будет определяться уровнем низкочастотных шумов и помех. Поэтому к точностным характеристикам относятся также величины низкочастотных шумов  $U_{ш}$  и  $I_{ш}$  и коэффициента  $K_{ос сф}$ , который характеризует помехоустойчивость усилителя, а значит и чувствительность УПТ в реальных условиях (при наличии помех).

<sup>2)</sup> Повышение симметрии плеч дифференциального каскада позволяет улучшить такие важнейшие параметры ОУ, как  $U_{см}$ ,  $\Delta U_{см}/\Delta T$ ,  $\Delta I_{вх}$ ,  $\Delta(\Delta I_{вх})/\Delta T$ ,  $K_{ос сф}$ .



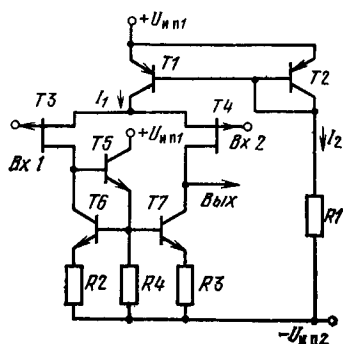


Рис. 5.1. Упрощенная схема входного каскада ОУ типа  $\mu A740$

Для увеличения коэффициента усиления до 60 дБ и более во входном каскаде вместо нагрузочных резисторов используются активные нагрузки — транзисторы  $T6$  и  $T7$ . Напряжение смещения на объединенные базы транзисторов  $T6$  и  $T7$  подается с помощью эмиттерного повторителя  $T5-R4$ .

Интегральное исполнение обеспечивает высокую идентичность плеч дифференциального каскада, поэтому в сбалансированном каскаде (при нулевых значениях на-

пряжения смещения и входного сигнала) выходное напряжение приблизительно равно разности потенциалов между базой транзистора  $T5$  и «землей»:

$$U_{\text{вых}} \approx U_{\text{нп2}} - I_1 \cdot R_2 / 2 - U_{\text{бэ5}} - U_{\text{бэ6}},$$

где  $U_{\text{бэ5}} \approx U_{\text{бэ6}} \approx 0,7$  В.

Помимо задания смещения, повторитель  $T5-R4$  выполняет еще одну функцию: с его помощью дифференциальный выход каскада преобразуется в однотактный, т. е. выходной сигнал на коллекторе транзистора  $T7$  усилен в такое же число раз, как и дифференциальный сигнал между коллекторами транзисторов  $T6$  и  $T7$ . Преобразование дифференциального выхода в однотактный объясняется тем, что транзисторы  $T6$  и  $T3$  образуют усилительный каскад, с помощью которого сигнал отрицательной обратной связи подается на вход повторителя  $T5-R4$ . Повторитель  $T5-R4$  передает сигнал ошибки (разность между сигналом обратной связи и усиленным сигналом на стоке транзистора  $T3$ ) на базу транзистора  $T7$ . Сигнал ошибки, усиленный транзистором  $T7$ , складывается с сигналом, усиленным транзистором  $T4$ . В результате этого сложения на однотактном выходе каскада (на стоке транзистора  $T4$ ) появляется сигнал, равный дифференциальному выходному сигналу (при этом сигнал на стоке транзистора  $T3$  близок к нулю).

Полная принципиальная схема ОУ типа  $\mu A740$  показана на рис. 5.2,а его основные параметры приведены

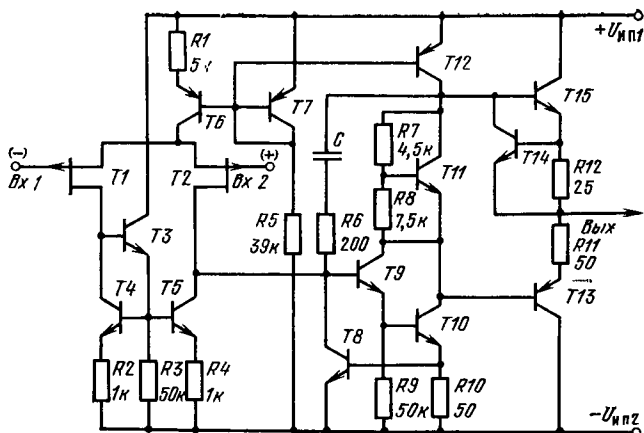


Рис. 5.2. Принципиальная схема ОУ типа  $\mu A740$

в табл. 5.1. Данная схема относится к так называемым интегральным ОУ второго поколения, основные отличия которых от ОУ первого поколения следующие [10]:

1. Используются два усилительных каскада вместо трех. При этом амплитудно-частотная характеристика разомкнутой системы имеет только два полюса и устойчивость усилителя может быть обеспечена с помощью одного (а не двух, как в ОУ первого поколения) конденсатора частотной коррекции (конденсатор  $C$  на рис. 5.2). Обычно этот конденсатор имеет небольшой номинал (15...30 пФ) и изготавливается в виде МДП-структуры на одном кристалле с интегральным ОУ.

2. Вместо нагрузочных резисторов широко используются динамические нагрузки (транзисторы  $T4$ ,  $T5$  в первом каскаде и транзистор  $T12$  во втором каскаде заменяют нагрузочные резисторы). Динамическое сопротивление нагрузочных транзисторов велико по сравнению с сопротивлением интегральных резисторов (единицы мегом вместо десятков килоом), поэтому два каскада усиления в ОУ второго поколения обеспечивают больший коэффициент усиления по сравнению с трехкаскадным ОУ первого поколения.

Активные транзисторы второго каскада  $T9$ ,  $T10$ , соединены по схеме Дарлингтона. В связи с этим второй каскад имеет высокое входное сопротивление и не шунтирует активную нагрузку первого каскада. Смещение

Таблица 5.1  
 Параметры интегральных СУ пятого уровня для входных каскадов на БТ, ПТ и МДП-транзисторах

Параметр	БТ		ПТ				МДП-транзистор			
	LA741 Fairchild	LM108A NSC	LA740 Fairchild	K544UD1A CCCP	K284VUD1A CCCP	LA756A NSC	AD615T Analog Device	L120 Siliconix	CA3130 RCA	HA2630 Harris Semiconductor
Напряжение смещения $U_{см}$ , мВ	5	2	30	30	10	1	1	200	2	3
Температурный дрейф напряжения смещения $\Delta U_{см}/\Delta T$ , мкВ/°C	10	5	—	30	50	3	15	—	5	—
Входной ток $I_{вх}$ , пА	$5 \cdot 10^5$	$2 \cdot 10^3$	60	150	$10^3$	30	0,75	50	5	$10^5$
Разность входных токов, $\Delta I_{вх}$ , пА	$2 \cdot 10^5$	$0,2 \times 10^3$	30	—	—	3	—	—	—	—
Входное сопротивление, $R_{вх}$ МОм	U, 4	30	$10^6$	$10^6$	150	$10^6$	$10^7$	$2 \cdot 10^5$	$1,5 \cdot 10^6$	—
Напряжение шума, межмодульное значение в полосе частот 0,1 ... 10 Гц, мкВ	—	—	—	30	6	—	4	—	—	—
Коэффициент усиления $K_u$	$5 \cdot 10^4$	$3 \cdot 10^5$	$10^6$	$5 \cdot 10^4$	$2 \cdot 10^4$	$10^6$	—	$10^3$	$10^5$	$10^5$
Коэффициент ослабления синфазных сигналов, $K_{осф}$ , дБ	70	85	80	64	70	100	—	50	90	—
Частота единичного усиления $f_{ед ус}$ , МГц	3	5	—	1	4	5	—	—	15	70
Скорость нарастания выходного сигнала $U_n$ , В/мкс	0,5	0,2	6	2	—	12	—	10	8	280

Примечание. Микроусилы K284UD1A и AD615T — геттерные, остальные — полупроводниковые.

Примечание. Микроэлементы K284UD1A и AD615T — биполярные, остальные — полевые.

на активную нагрузку второго каскада (транзистор  $T_{12}$ ) подается с помощью той же цепи смещения, что и в первом каскаде — с коллектора транзистора  $T_7$ .

Цепь частотной коррекции  $C1 - R6$  включена между высокоомными выходами первого и второго каскадов, поэтому достаточно большая постоянная времени цепи частотной коррекции получена с помощью конденсатора  $C1$  небольшого номинала ( $30 \dots 50$  пФ), выполненного в виде МДП-структуры на одной подложке с интегральной схемой.

Выходной двухтактный каскад, выполненный на комплементарных транзисторах  $T_{13}$  и  $T_{15}$ , работает в режиме класса АВ. Транзистор  $T_{11}$  предназначен для компенсации напряжений между базой и эмиттером транзисторов  $T_{13}$  и  $T_{15}$ <sup>1)</sup>.

При положительной полуволне входного сигнала транзистор  $T_{13}$  закрыт и ток нагрузки протекает к источнику питания  $U_{ип1}$  через транзистор  $T_{15}$ . При отрицательной полуволне входного сигнала транзистор  $T_{15}$  закрыт и ток нагрузки протекает от источника  $U_{ип2}$  через транзистор  $T_{13}$ .

Транзисторы  $T_{12}$ ,  $T_{10}$ ,  $T_{13}$  и  $T_{15}$  могут выйти из строя, если при коротком замыкании выхода усилителя ток через эти транзисторы не будет ограничен до приемлемой величины. Для защиты выходных каскадов используются следующие цепи. Транзистор  $T_{14}$  и резистор  $R_{12}$  ограничивают ток через транзистор  $T_{15}$ , резистор  $R_{11}$  ограничивает ток через транзистор  $T_{13}$ , резистор  $R_{10}$  и транзистор  $T_8$  ограничивают ток через транзистор  $T_{10}$ . При нормальной работе схемы транзисторы  $T_8$  и  $T_{14}$  закрыты и открываются лишь при коротком замыкании в выходной цепи. При возрастании выходного тока падение напряжения на резисторе  $R_{12}$  увеличивается и транзистор  $T_{14}$  при падении напряжения, равном  $I_{вых} R_{12} \approx 0,7$  В, открывается. Через него ответвляется часть базового тока транзистора  $T_{15}$  и тем самым выходной ток ограничивается до безопасной величины  $I_{вых} \approx 10 \dots 50$  мА. Аналогично ограничивается ток через транзистор  $T_{10}$ . Поскольку коллектором транзистора  $T_{13}$  является подложка и он имеет хороший теплоотвод, то для него используется упрощенная схема защиты, состоящая из одного резистора  $R_{11}$ , сопротивление которого составляет 50 Ом.

**Быстродействующие ОУ.** В ОУ с ПТ на входе удается получить высокое быстродействие в сочетании с малым входным током, в то время как увеличение быстродействия ОУ, выполненного на биполярных транзисторах, как

---

<sup>1)</sup> Компенсация необходима, чтобы ликвидировать «мертвую зону»  $\pm U_{бэ}$ , в которой отсутствует усиление сигнала, если базы комплементарных транзисторов выходного каскада объединены.

правило, приводит к ухудшению его точностных характеристик ( $U_{см}$ ,  $\Delta U_{см}/\Delta T$ ,  $I_{вх}$  и др.). Это связано с тем, что малый входной ток обеспечивается тогда, когда коллекторные токи входного дифференциального каскада достаточно малы. Но уменьшение коллекторного тока приводит к уменьшению быстродействия ОУ, поскольку скорость заряда конденсатора цепи частотной коррекции тем меньше, чем меньше коллекторный ток транзистора входного каскада<sup>1)</sup>. Применение во входном каскаде биполярных транзисторов со сверхвысоким усилением ( $\beta=2000 \dots 6000$ ) или схемы Дарлингтона позволяет уменьшить входной ток (можно получить  $I_{вх} < 5$  нА при коллекторных токах порядка 10 мкА), но и при этом не удается достичь такого сочетания высокого быстродействия с малыми входными токами, как в схемах с ПТ на входе.

Входной ток ОУ с ПТ на входе не зависит от рабочего тока (тока стока) входного каскада. Соответственно малые входные токи (токи затвора) можно получить одновременно с достаточно большими рабочими токами, обеспечивающими быстрый перезаряд емкости частотной коррекции и паразитных емкостей, а следовательно, высокое быстродействие.

Скорость нарастания выходного напряжения можно повысить увеличив ток стока полевых транзисторов входного каскада при одновременном уменьшении крутизны ПТ [10]. Крутизну ПТ, включенного по схеме с общим истоком, уменьшают как подключением резистора отрицательной обратной связи в исток ПТ, так и уменьшением ширины канала ПТ.

ОУ типа  $\mu A740$  имеет следующие преимущества по сравнению с его биполярным аналогом  $\mu A741$ : входной ток уменьшен от 500 нА до 60 пА, входное сопротивление увеличено от 0,4 до  $10^6$  МОм, скорость нарастания выходного сигнала увеличена от 0,5 до 6 В/мкс.

Указанное преимущество ПТ (высокое быстродействие в сочетании с малым током затвора) используется и при проектировании сверхбыстродействующих ОУ, выполненных по двухканальной схеме, например типа HA2530 (рис. 5.3). Параметры ИС такого типа даны в табл. 5.1.

---

<sup>1)</sup> Скорость нарастания выходного напряжения в двухкаскадных интегральных ОУ второго поколения определяется главным образом временем перезаряда конденсатора частотной коррекции.

В двухканальной схеме ОУ сигнал усиливается одновременно обоими параллельными каналами  $У1$  и  $У2$  и затем суммируется широкополосным услителем  $У3$  с малым коэффициентом усиления и мощным выходом [112]. ОУ проектируется так, чтобы канал  $У2$  пропускал более

высокие частоты, но обладал значительно меньшим коэффициентом усиления по сравнению с каналом  $У1$ . В этом случае, поскольку коэффициент усиления  $K_2$  канала  $У2$  значительно меньше  $K_1$ , приведенные ко входу напряжения смещения, дрейфа и низкочастотных шумов определяются главным образом низкочастотным каналом  $У1$ . По мере роста частоты сигнала происходит уменьшение коэффициента усиления  $K_1$ . Когда этот коэффициент оказывается меньше коэффициента  $K_2$ , усиление осуществляется главным образом каналом  $У2$ . Поэтому в области высоких частот амплитудно- и фазочастотная характеристики всего ОУ определяются только параметрами высокочастотного параллельного канала  $У2$ .

В ИС типа НА2530 основной канал, выполненный на биполярных транзисторах со сверхвысоким усилением, обеспечивает хорошие точностные характеристики ОУ, но обладает невысоким быстродействием. На высоких частотах сигнал усиливается с помощью высокочастотного канала, входным каскадом которого является истоковый повторитель<sup>1)</sup>. В двухканальной схеме удается достичь высоких значений скорости нарастания выходного напряжения: 280 В/мкс для полупроводниковой ИС типа НА2530 фирмы Harris Semiconductor [105] и 1000 В/мкс для гибридной ИС типа АМ-500 фирмы Datel Systems [106].

**Прецизионные ОУ.** Напряжение смещения и его дрейф в интегральных ОУ на ПТ, относительно большие по сравнению с параметрами биполярных ОУ, можно уменьшить усовершенствованием технологии изготовления (использование ионного легирования) и топологии (повы-

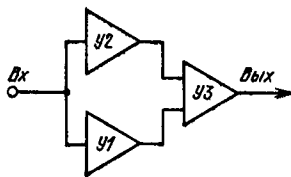


Рис. 5.3. Быстродействующий двухканальный ОУ типа НА2530

<sup>1)</sup> Более подробно способы построения ОУ с параллельным быстродействующим каналом описаны в [112].

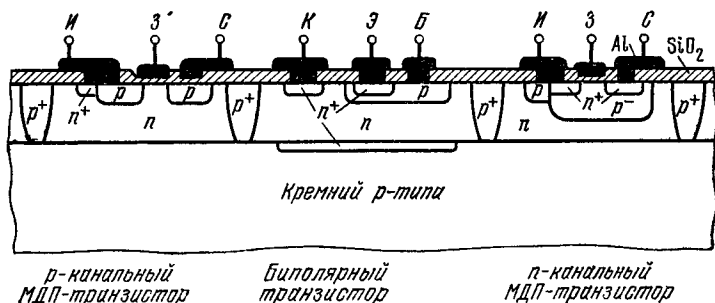
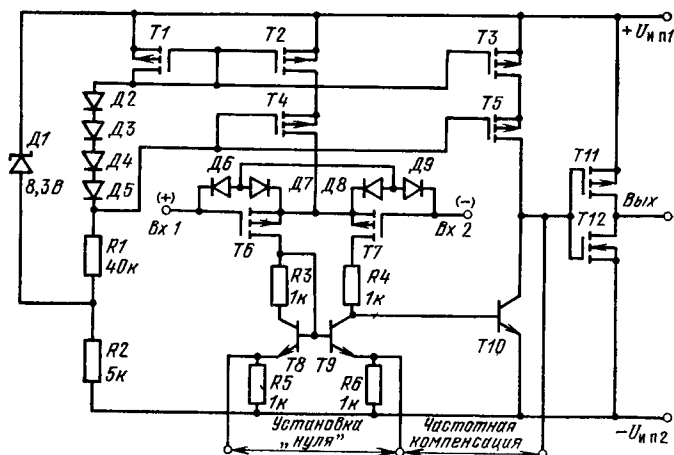


Рис. 5.4. Структура биполярного и взаимодополняющих МДП-транзисторов, изготовленных на одной кремниевой подложке

шение симметрии парных ПТ с помощью разветвленных «змейковых» структур), учета тепловой асимметрии и некоторых других способов [107] ОУ прямого усиления. В настоящее время параметры полупроводниковых интегральных ОУ прямого усиления (*LF156A*) приближаются к параметрам лучших гибридных ОУ, в которых используются подобранные пары ПТ и подстраиваемые с помощью лазера тонкопленочные резисторы (например *AD515L*, см. табл. 5.1).

Некоторые зарубежные фирмы (Siliconix, Harris Semiconductor и др.) разработали технологию совместного



**Рис. 5.5. Принципиальная схема ОУ типа СА3130**

изготовления МДП- и биполярного транзистора на одном кристалле (структура показана на рис. 1.5), а также взаимодополняющих МДП- и биполярных транзисторов на одной подложке (фирма RCA, структура показана на рис. 5.4). ОУ с МДП-транзисторами на входе уступают ОУ с ПТ по уровню шумов, но превосходят их по допустимому диапазону входных сигналов и простоте изготовления, имеют меньшие входные токи. Последним достижением в области разработки ОУ на МДП-транзисторах явилось создание фирмой RCA усилителя типа СА3130 на взаимодополняющих МДП-транзисторах и БТ (рис. 5.5) [108]. В этой схеме МДП-транзисторы используются не только в качестве активных элементов входного каскада, но и в качестве токозадающих элементов входного каскада (каскадное соединение  $T2$  и  $T4$ ), динамической нагрузки второго каскада (каскадное соединение транзисторов  $T3$  и  $T5$ ) и в цепи смещения ( $T1$ ).

Во входном каскаде используются активные нагрузки  $T8$  —  $T9$ . В данной схеме так же, как и во входном каскаде рассмотренного выше ОУ типа  $\mu A740$ , осуществлен переход от дифференциального выхода к однотактному без потери в усилении.

Генератор стабильного тока во входном каскаде (транзисторы  $T1$ ,  $T2$ ,  $T4$ , диоды  $D2 \dots D5$ , резистор  $R1$ ) питается от внутреннего источника неизменного напряжения, образованного стабилитроном  $D1$  и резистором  $R2$ , и благодаря этому имеет повышенную стабильность рабочего тока.

Каскадное соединение МДП-транзисторов  $T2$  и  $T4$  позволяет повысить выходное сопротивление источника тока по сравнению с однотранзисторным источником тока и благодаря этому получить высокое значение коэффициента ослабления синфазного сигнала  $K_{ос\text{ сф}}=90$  дБ.

Диоды  $D2 \dots D5$  служат для создания разности потенциалов между затвором транзистора  $T4$  и затвором транзистора  $T2$ . Величина разности потенциалов выбрана такой ( $\sim 2,8$  В), чтобы транзистор  $T4$  работал в пологой области вольт-амперных характеристик<sup>1)</sup>.

Топология активных транзисторов входного каскада представляет собой вложенные друг в друга «гребенки»,

---

<sup>1)</sup> Для нормального функционирования усилителя все МДП-транзисторы схемы должны работать в пологой области вольт-амперных характеристик.



что позволяет обеспечить высокую идентичность параметров этих транзисторов и тем самым уменьшить типичное значение напряжения смещения от 10...20 до 2 мВ, а температурный дрейф напряжения смещения от 20...50 до 5 мкВ/°С. Входной ток определяется током утечки охранных диодов *Д6...Д9* и током затвора входных МДП-транзисторов и не превышает 5 пА; входное сопротивление составляет  $10^{12}$  Ом.

Во втором каскаде усиления (транзисторы *T3, T5, T10*) биполярный транзистор *T10* является активным прибором, а каскодное соединение МДП-транзисторов *T3* и *T5* — высокоомной динамической нагрузкой. Поскольку входное сопротивление следующего каскада велико: оно равно входному сопротивлению по затвору МДП-транзисторов *T11, T12* и не шунтирует высокоомную нагрузку второго каскада, то коэффициент усиления второго каскада очень высок —  $K_{U2} \simeq 6000$ .

Мощный двухтактный выходной каскад, выполненный на взаимодополняющих МДП-транзисторах, обладает тем преимуществом перед биполярным, что не требует специальных цепей защиты от короткого замыкания на выходе ОУ. Основные параметры ОУ типа СА3130 приведены в табл. 5.1. Поперечное сечение структуры показано на рис. 5.4.

Для получения величины пробивного напряжения  $p$ — $n$ -перехода более 40 В, необходимой в ЛИС с напряжением питания 15 В, удельное сопротивление  $p$ -области должно составлять 4 Ом·см, а  $n$ -области 5 Ом·см. В этом случае  $p$ -область можно использовать в качестве подложки  $n$ -канального МДП-транзистора, а  $n$ -область — в качестве подложки  $p$ -канального МДП-транзистора [108].

**Технологические и схемотехнические возможности ОУ с полевыми транзисторами.** Типовые параметры компонентов быстродействующих полупроводниковых ОУ фирмы Harris Semiconductor, выполненных по технологии совместного изготовления взаимодополняющих МДП-транзисторов и БТ, приведены в табл. 5.2 [105].

В настоящее время параметры гибридных ИС на основе ПТ приближаются к параметрам лучших модульных (дискретных) измерительных усилителей с высокими коэффициентом усиления и входным сопротивлением, электрометрических усилителей со сверхнизкими входными токами и высоковольтных ОУ с мощным выходным

Таблица 5.2

*Параметры транзисторов в интегральной схеме, выполненной по совмещенной технологии фирмой Harris Semiconductor*

Параметр и класс транзистора	Тип проводимости	
<b>Биполярный</b>	<i>p-n-p</i>	<i>n-p-n</i>
Коэффициент усиления по току, $\beta$	150	400
Частота единичного усиления, $f_{ед.ус.}$ , МГц	600	700
Напряжение смещения (разность потенциалов база—эмиттер у парных БТ) $\Delta U_{бэ}$ , мВ	0,3	0,3
<b>МДП-транзистор</b>	<i>n</i>	<i>p</i>
Пороговое напряжение $U_{отс.}$ , В	0,5	—2,5
Пробивное напряжение $U_{проб с-н}$ , В	45	60
Напряжение смещения $\Delta U_{отс.}$ , мВ (разность пороговых напряжений у парных МДП-транзисторов)	10	10

каскадом. Примерами таких ГИС являются ОУ типа TP103502 фирмы Teledyne Philbrick и BV3582 фирмы Burr Brown [109]. ОУ типа TP103502 имеет входной ток на уровне варакторных УПТ ( $I_{вх} \leq 50 \cdot 10^{-15}$  А) при значительно меньших величинах  $U_{см}$  и  $\Delta U_{см}/\Delta T$ . ОУ типа BV3582 представляет собой мощный высоковольтный интегральный усилитель с размахом выходного напряжения  $\pm 145$  В при выходном токе 15 мА.

В настоящее время происходит внедрение линейных ИС, изготовленных по комбинированной технологии совместного изготовления ПТ и БТ, в области, ранее традиционно занятые биполярными ИС.

Благодаря использованию ПТ вместо БТ во входных каскадах входной ток уменьшен примерно в 1000 раз, шумовой ток в 10 и более раз, быстродействие увеличено в 10 раз [110]. Использование ионного легирования в ОУ на основе ПТ позволяет значительно улучшить такие параметры, как  $U_{см}$  и  $\Delta U_{см}/\Delta T$ , благодаря более точному контролю удельного сопротивления и глубины залегания легированных слоев кремния. Технология совместного получения взаимодополняющих МДП- и биполярных транзисторов, с помощью которой изготовлена высококачественная ИС СА3130, является основой для

создания аналого-цифровых ИС с большой степенью интеграции. В стадии разработки находятся интегральные усилители на основе  $n$ -канальных ПТ, которые по сравнению с рассмотренными ИС на  $p$ -канальных ПТ имеют примерно в 2 раза большие крутизну и быстродействие и в 4 раза меньшие шумы [110].

### 5.3. Интегральные усилители постоянного тока с преобразованием сигнала

Усилители постоянного тока (УПТ) прямого усиления по ряду параметров (н. ч. шумы, напряжение смещения и его дрейф) часто не удовлетворяют техническим требованиям при измерении слабых сигналов (с амплитудой в единицы микровольт) от датчиков с высоким выходным сопротивлением, например в медицинском приборостроении, геофизике, системах автоматического контроля, решающих усилителях

Решением этой проблемы является создание надежных и экономичных УПТ с преобразованием сигнала. При построении УПТ такого типа на дискретных компонентах они оказывались сложными, ненадежными, дорогими и поэтому не получили широкого распространения. Интегральное исполнение устраняет все указанные недостатки, поэтому созданные в последнее время в нашей стране и за рубежом интегральные УПТ с преобразованием сигнала найдут широкое применение в прецизионной контрольно-измерительной аппаратуре.

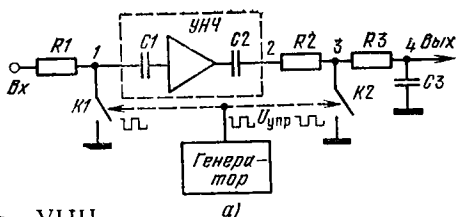
**Структурные схемы УПТ с преобразованием сигнала.** УПТ с преобразованием сигнала подразделяются на УПТ типа МДМ, УПТ с управляемым генератором и УПТ с периодической компенсацией дрейфа (ПКД).

В структурной схеме УПТ типа МДМ (рис. 5.6,а) входной низкочастотный сигнал (рис. 5.6,б) модулируется с помощью модулятора; в качестве модулятора используется аналоговый ключ  $K1$ , который управляется импульсами с амплитудой  $U_{упр}$ , генерируемыми мульти-вибратором (рис. 5.6,в) <sup>1)</sup>. Промодулированный сигнал (рис. 5.6,г) далее усиливается «бездрейфовым» усилите-

---

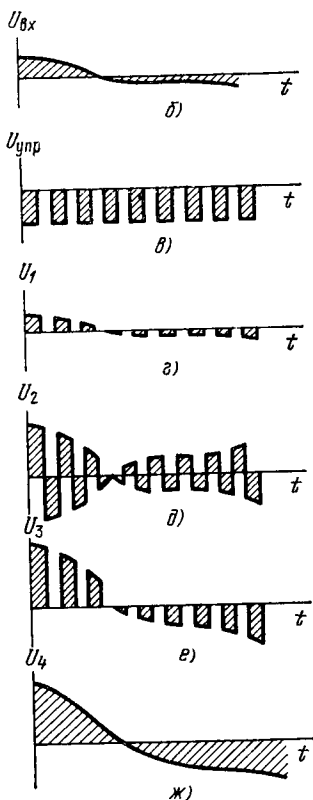
<sup>1)</sup> Аналоговый ключ представляет собой электронное устройство, действующее как замыкающийся и размыкающийся управляемый контакт. Этот контакт пропускает сигнал между двумя точками схемы или блокирует его.

Рис. 5.6. Структурная схема и временные диаграммы УПТ типа МДМ



лем низкой частоты УНЧ с  $RC$ -связями (усиленный сигнал показан на рис. 5.6,б) и демодулируется аналоговым ключом  $K2$ , работающим синхронно с модулятором (рис. 5.6,е). В результате синхронной демодуляции восстанавливаются постоянная составляющая сигнала и полярность входного сигнала<sup>1)</sup>. Первоначальный спектр частот входного сигнала восстанавливается с помощью фильтра нижних частот  $R3-C3$  (см. выходной сигнал на рис. 5.6,ж).

Точностные характеристики УПТ типа МДМ определяются главным образом параметрами модулятора [111]. В модуляторах на МДП-транзисторах напряжение смещения может составлять единицы микровольт, а его температурный дрейф — десятки доли микровольта на градус [112].



УПТ с управляемым генератором представляет собой автоколебательную систему, в которой входной сигнал управляет амплитудой автоколебаний [113]. Обычно это усилитель, охваченный положительной обратной связью через нелинейный четырехполюсник, коэффициент передачи которого зависит от амплитуды входного сигнала и амплитуды колебаний генератора.

<sup>1)</sup> При асинхронной демодуляции информация о полярности входного сигнала теряется.

УПТ с управляемым генератором обладают крайне малыми значениями входного ( $10^{-14}$  А) и шумового ( $10^{-16}$  А) тока [113]. Однако по сравнению с УПТ типа МДМ усилители с управляемым генератором имеют следующие недостатки:

— высокий дрейф напряжения смещения (десятки микровольт на градус);

— невозможность микроминиатюризации, поскольку в схеме имеются трансформаторные связи.

Для УПТ типа ПКД характерно то, что рабочие интервалы, во время которых происходит усиление сигнала, чередуются с интервалами, во время которых входной сигнал отключается, вводится глубокая отрицательная обратная связь и напряжение дрейфа «запоминается» на конденсаторе [112]. Во время рабочего интервала напряжение дрейфа, зафиксированное на запоминающем конденсаторе, подключается ко входу со знаком, противоположным напряжению разбаланса, и тем самым начальный разбаланс и его дрейф значительно уменьшаются. Дрейф, приведенный ко входу, определяется по формуле

$$U_{др} = \frac{U_{дро}}{1 + K_U} + U_{дрк}, \quad (5.1)$$

где  $U_{дро}$  — напряжение дрейфа УПТ без компенсации;  $K_U$  — коэффициент усиления УПТ;  $U_{дрк}$  — напряжение дрейфа, вносимое ключом.

Из (5.1) следует, что при достаточно большом коэффициенте усиления дрейф УПТ может быть уменьшен до величины дрейфа, вносимого аналоговым ключом.

Общим недостатком схем типа ПКД является потеря информации об измеряемом сигнале в нерабочий полупериод, поэтому при проектировании УПТ с преобразованием предпочтительно следует отдать схеме типа МДМ, наиболее широко используемой в различных видах аппаратуры [112].

**Широкополосные операционные усилители с МДМ каналом.** Для УПТ типа МДМ характерно низкое быстродействие: граничная частота обычно не превышает 10...20% от частоты преобразования, которая для обеспечения малого дрейфа напряжения смещения должна выбираться достаточно низкой (обычно менее 1 кГц).

Однако граничную частоту можно значительно повысить, если использовать двухканальные схемы, в которых широкополосный (но с весьма большим дрейфом) операционный усилитель стабилизируется с помощью прецизионного УПТ типа МДМ.

В 1950 г. была впервые предложена схема двухканального ОУ [114], приведенная на рис. 5.7,а. В ней параллельно каналу МДМ (усилитель  $U_0$  с коэффициентом усиления  $K_0$ ) включен канал постоянного тока без преобразования сигнала. В такой схеме динамические свойства в линейной области определяются усилителями прямого усиления  $U1$  и  $U2$ . Дрейф напряжения разбаланса усилителя  $U1$  ослабляется в  $K_0/K_1$  раз, а усилителя  $U2$  — в  $K_0$  раз. В данной схеме отсутствует компенсация дрейфа входного тока, поэтому она получила распространение в УПТ с малыми входными токами, в частности в ОУ с входными каскадами на полевых транзисторах.

В УПТ на биполярных транзисторах большее распространение получила структура, аналогичная рассмотренной, но с использованием усилителя переменного тока вместо УПТ [115] (рис. 5.7,б).

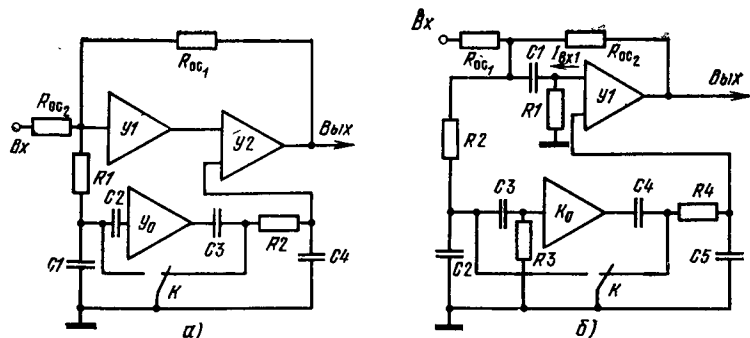


Рис. 5.7. Широкополосный ОУ со стабилизирующим МДМ каналом, выполненный по схеме Гольдберга

При включении в схему конденсатора  $C1$  ток  $I_{вх1}$  не протекает через суммирующую точку, а создает падение напряжения на резисторе  $R1$ , что позволяет уменьшить влияние тока  $I_{вх1}$  в  $(1+K_0)$  раз, где  $K_0$  — коэффициент усиления МДМ канала.

**Схемотехнические и технологические требования к транзисторным аналоговым ключам.** Как уже упоминалось, точностные характеристики УПТ типа МДМ определяются главным образом параметрами модулятора. Наиболее широко применяемыми и перспективными с точки зрения интегральной реализации являются модуляторы на основе транзисторных аналоговых ключей.

Транзисторные аналоговые ключи на ПТ (рис. 5.8) имеют ряд преимуществ по сравнению с ключами на БТ.

Главным преимуществом аналоговых ключей на ПТ является то, что у ПТ в открытом состоянии область канала образует чисто омический контакт с областями стока и истока, поэтому величина  $U_{ост}$  (рис. 5.8) в этом случае практически равна нулю.

В эквивалентной схеме ключа на БТ имеется источник так называемого остаточного напряжения между коллектором и эмиттером открытого ключа. Остаточное напряжение представляет собой разность падений напряжения на  $p-n$ -переходах насыщенного БТ, и именно оно в основном определяет погрешность аналогового ключа на БТ при коммутации малых сигналов. У ключей на МДП-транзисторах (генератор  $I_{ут}$  на рис. 5.8) благодаря диэлек-

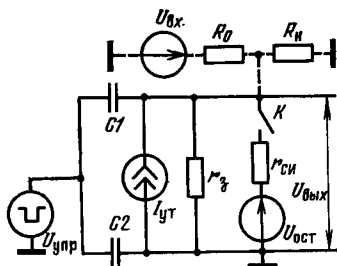


Рис. 5.8. Эквивалентная схема транзисторного аналогового ключа

трической изоляции между цепью управления и цепью аналогового сигнала ток утечки минимален. У аналоговых ключей на ПТ значение  $r_{си}$  составляет 5 Ом, у МДП-транзисторов 20...30 Ом, что примерно равно сопротивлению открытого аналогового ключа на БТ.

Основным недостатком аналоговых ключей на МДП-транзисторах, снижающим быстродействие ключа, является необходимость использования повышенной амплитуды управляющих импульсов (12...24 В), что вызвано высоким пороговым напряжением полевых транзисторов<sup>1)</sup>, а также необходимостью получения малых значений  $r_{си}$ : у МДП-транзисторов с индуцированным каналом величина  $r_{си}$  обратно пропорциональна напряжению на затворе.

Другой недостаток ключа на МДП-транзисторах — зависимость сопротивления от амплитуды аналогового сигнала и связанная с ней погрешность коэффициента передачи [119]. Сравнительные характеристики аналоговых ключей на БТ, ПТ и МДП-транзисторах приведены в табл. 5.3.

Помимо статической погрешности, всем транзисторным ключам присуща динамическая погрешность — проникновение управляющего напряжения в цепь сигнала через межэлектродные емкости ключа ( $C1$  и  $C2$  на рис. 5.8).

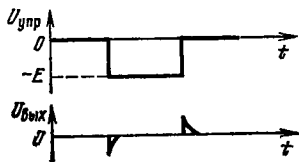


Рис. 5.9. Временная диаграмма напряжения, управляющего аналоговым ключом ( $U_{упр}$ ), и пиков помехи на выходе аналогового ключа ( $U_{вых}$ )

На рис. 5.9 показаны временные диаграммы управляющего напряжения и выходного сигнала на аналоговом ключе при нулевом входном сигнале. Пики помехи от управляющих импульсов являются основной причиной ненулевого напряжения разбаланса в УПТ типа МДМ с модулятором на ПТ, создают ошибку в схемах ди-

намических запоминающих устройств [120] и ограничивают быстродействие многоканальных коммутаторов [127]. В связи с тем, что полевые транзисторы в схемах прецизионных аналоговых ключей в большинстве случаев предпочтительнее биполярных, схемотехника аналоговых ключей на полевых транзисторах в настоящее время быстро развивается и ряд указанных ограничений снимается схемотехническим путем [121].

В связи с бурным развитием линейных ИС в последнее время большое внимание уделяется созданию особо-

<sup>1)</sup> Амплитуда управляющих импульсов  $U_{зи}$ , амплитуда аналогового сигнала  $U_{си}$  и пороговое напряжение  $U_{отс}$  связаны между собой условием работы полевого транзистора в крутой области:  $U_{зи} > U_{си} + U_{отс}$ .

Таблица 5.3

Параметры транзисторных аналоговых ключей

Тип аналогового ключа	Параметры							Диапазон коммутируемых сигналов, В
	$r_1$ , Ом	$r_2$ , Ом	$U_{ост}$ , мкВ	$\frac{\Delta U_{ост}}{\Delta T}$ , мкВ/°С	$R_3$ , Ом	Емкость между управляющим электродом и выходом, пФ	Максимальная скорость переключения, МГц	
Биполярные транзисторы								
КТ315 в инверсном режиме	10	—	150	5	$10^3$	—	5	1,5
	10	2 000	20	1	—	5	—	7
Интегральный модулятор ИП-1 (СССР)	Полевые транзисторы с n-переходом							
Транзистор 2N5432	5	40	0	—	—	9,5	—	—
Полупроводниковая ИС AM1000 (National Semiconductor)	25	250	0	—	—	—	4	10 ... 20
ИС двойного однополосного ключа DG-181	30	—	0	—	—	3,5	—	$\pm 15$
МДП-транзисторы								
Транзистор M105 [(Siliconix)]	20	10	0	—	—	9	—	—



Параметры		Параметры							Диапазон коммутир. емк. сигналов, В
Тип аналогового ключа		$r_{\text{си}}^{(1)}, \text{Ом}$	$i_{\text{ут}}^{(2)}, \text{пА}$	$U_{\text{огт}}, \text{мкВ}$	$\frac{\Delta U_{\text{огт}}}{\Delta T}, \text{мкВ/}^\circ\text{C}$	$R_3, \text{Ом}$	Емкость между равноим. электродом и выходом, пФ	Максимальная скорость переключения, МГц	Амплитуда управляющих импульсов, В
Интегральный коммутатор на 6 каналов, MEM 2009 (General Instruments)		150	—	0	—	$10^{10}$	1,9	—	$\pm 10$
ИС двоячного однополюсного ключа на взаимодополняющих МДПТ (Siliconix)		30	1 000	0	—	—	—	1	$\pm 20$
1КТ682 (СССР)		100	10 000	0	—	—	—	1	—
1КТ431 (СССР)		100	20 000	0	—	—	—	0,3	—
ИС модулятора MEM 2008 (General Instruments)		6 000	—	0	—	$10^{12}$	0,4	0,1	—

1) Приводится максимальное значение  $r_{\text{си}}$  измеренное при  $U_{\text{зи}}=0$ ,  $U_{\text{си}}=0$  для полевых транзисторов с  $p-n$ -переходом и  $U_{\text{зи}}=-20 \text{ В}$ ,  $U_{\text{си}}=0$  для МДП-транзисторов.

2) Величина  $i_{\text{ут}}$  измерилась при  $U_{\text{зи}}=10 \text{ В}$ ,  $U_{\text{си}}=10 \text{ В}$  для полевых транзисторов с  $p-n$ -переходом,  $U_{\text{зи}}=U_{\text{си}}=-10 \text{ В}$  для МДП-транзисторов.

го класса приборов — интегральных аналоговых ключей и ИС на их основе. Разработчики ИС стремятся улучшить характеристики аналоговых ключей не только схемотехническим путем, но и совершенствуя технологию изготовления полевых транзисторов [118].

Общим критерием качества аналогового ключа на полевом транзисторе может служить показатель качества  $D$  [128]:

$$D = (r_{си} I_{ут} C_{зс})^{-1}. \quad (5.2)$$

Для увеличения показателя качества  $D$ , т. е. улучшения качества ключа, необходимо разрешить следующее противоречие: при уменьшении

$r_{си}$  увеличиваются площади затвора,  $p$ — $n$ -переходов, стока и истока и соответственно возрастают  $I_{ут}$  и  $C_{зс}$ . Поэтому приходится выбирать компромиссное решение — оценивать относительную важность сомножителей в формуле (5.2) в зависимости от области применения аналогового ключа.

В качестве примера рассмотрим два наиболее распространенных типа ИС, в которых используются аналоговые ключи: многоканальные коммутаторы и модуляторы слабых сигналов для усилителей постоянного тока.

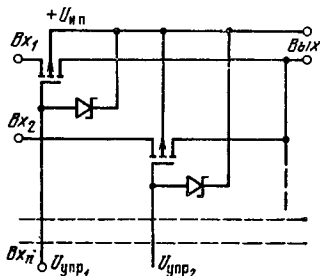


Рис. 5.10. Интегральный многоканальный коммутатор

ИС многоканальных коммутаторов (рис. 5.10) выполняются главным образом на МДП-транзисторах благодаря их хорошей технологичности. Количество каналов в современных коммутаторах достигает 16. Аналоговый ключ в коммутаторах обычно выполнен по последовательной схеме, т. е. транзистор включен последовательно с нагрузкой.

Коммутатор обладает следующими специфическими особенностями:

- погрешность коэффициента передачи тем меньше, чем меньше  $r_{си}$ ;
- от коммутатора обычно требуется высокое быстродействие, которое растет с уменьшением  $r_{си}$ ;
- емкость  $C_{зс}$  и соответственно амплитуда пиков помехи в коммутаторе не влияют на статическую ошибку, так как считывание аналогового сигнала производится в промежутке между пиками.

Таким образом, компромисс необходим только между параметрами  $r_{си}$  и  $I_{ут}$  и на практике решается в пользу  $r_{си}$ : сопротив-

ление открытого ключа в коммутаторах стремятся сделать как можно меньше. Ширина канала МДП-транзисторов в коммутаторах достигает нескольких миллиметров при длине канала несколько микрон.

Современная тенденция развития ИС многоканальных коммутаторов на МДП-транзисторах состоит в том, что на одном кристалле изготавливаются и ключи, и схемы согласования с логическими схемами ТТЛ, управляющими этими ключами. Для улучшения качества ИС аналоговых ключей используются последние достижения технологии: «самосовмещение» затворов с использованием ионной имплантации или кремниевых затворов [14] и технология изготовления взаимодополняющих транзисторов [105]. Технология получения МДП-транзисторов с самосовмещенным затвором позволяет уменьшить емкости  $C_{зи}$  и  $C_{зс}$ , а применение взаимодополняющих транзисторов — частично компенсировать пики помехи в простом последовательном ключе <sup>1)</sup>.

В УПТ типа МДМ к аналоговым ключам модулятора не предъявляется жестких требований по быстродействию: обычно частота переключения составляет 1 кГц. Учитывая также, что в модуляторах малых сигналов пики помехи создают статическую ошибку (напряжение смещения), целесообразно использовать транзисторы с малыми значениями  $C_{зи}$ ,  $C_{зс}$  даже при относительно больших  $r_{си}$  (единицы килоом). Погрешность коэффициента передачи модулятора, существенную в последовательной схеме при больших  $r_{си}$ , можно свести

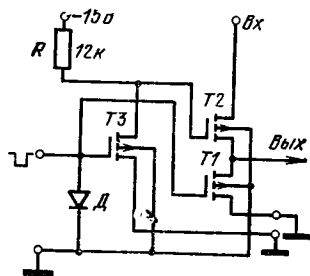


Рис. 5.11. Интегральный последовательно-параллельный модулятор

практически к нулю путем использования последовательно-параллельной схемы. Последняя имеет еще одно важное преимущество: пики помехи от разнополярных импульсов, управляющих ключами, частично компенсируются.

Первая полупроводниковая интегральная схема модулятора малых сигналов (рис. 5.11) была изготовлена в 1968 г. Она представляет собой последовательно-параллельный модулятор (транзисторы  $T1$  и  $T2$ ). Транзистор  $T3$  вместе с навесным резистором  $R$  образует инвертор, необходимый для получения противофазных

<sup>1)</sup> Взаимодополняющие МДП-транзисторы управляются разнополярными импульсами, поэтому при параллельном включении таких транзисторов положительные пики помехи частично компенсируются отрицательными.

импульсов, управляющих ключом Т2. Параметры ИС МЕМ 2008 даны в табл. 5.3.

В отличие от дискретного варианта данная ИС характеризуется улучшенной компенсацией пиков помехи от положительного и отрицательного управляющих импульсов благодаря малому различию емкостей интегральных транзисторов. Однако даже в случае идентичных фронтов положительного и отрицательного импульсов полной компенсации не получается из-за различной зависимости емкостей  $C_{ac}$  закрывающегося и открывающегося МДП-транзисторов от величины управляющего напряжения.

**Проблема уменьшения коммутационных помех (пики помехи при переключении) является одной из основных при построении высокочувствительных УПТ с модуляторами на полевых транзисторах. Некоторые способы уменьшения коммутационных помех рассмотрены ниже.**

В работах [130, 131] предложен способ уменьшения площади пиков помехи путем осуществления фазового сдвига между импульсами, управляющими последовательным и параллельным ключами. В [123] показано, что применение специальных схем для получения симметричных положительного и отрицательного управляющих импульсов позволило в 4 раза уменьшить площадь пиков помехи в последовательно-параллельном модуляторе по сравнению с простой последовательной схемой.

В [124] предлагается в качестве ключей модулятора использовать МДП-тетроды. На один из управляющих входов МДП-тетрода подаются прямоугольные импульсы, на второй — синусоидальное напряжение. Такая комбинация управляющих напряжений позволила уменьшить площадь пиков помехи по сравнению с обычными триодными ключами.

Для компенсации коммутационных помех в УПТ типа МДМ используют дополнительные цепи с подстроечными конденсаторами [119] или резисторами [125], через которые на выход модулятора передается заряд, нейтрализующий пики помехи. Однако введение подстроечных элементов может ухудшить температурный дрейф напряжения смещения нуля из-за различия температурных коэффициентов емкости подстроечного конденсатора и емкости  $C_{ac}$ .

Еще один метод уменьшения коммутационных помех — использование балансных модуляторов совместно с дифференциальным усилителем. Если плечи балансного модулятора достаточно симметричны, то дифференциальный усилитель подавляет пики помехи, одинаковые для обоих плеч.

В качестве модулятора, оптимального для интегрального исполнения, целесообразно использовать балансную последовательно-параллельную схему (рис. 5.12), в которой объединяются преимущества балансной и последовательно-параллельной схем. В схеме на рис. 5.12 осуществляется двойная компенсация пиков помехи от управляющих импульсов [126]: а) в каждом из плеч компенсируются пики помехи от положительного и от-

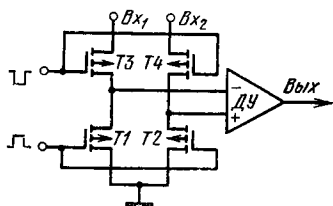


Рис. 5.12. Балансный последовательно-параллельный модулятор

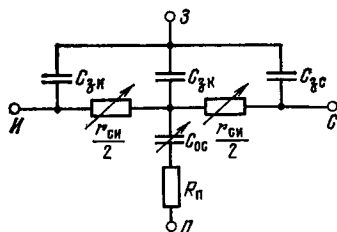


Рис. 5.13. Эквивалентная схема МДП-транзистора, используемая при машинном расчете площади пиков на выходе модулятора

рицательного управляющих импульсов, б) остаточные, почти одинаковые (благодаря идентичности плеч, обеспечиваемой интегральной технологией) пики помехи в обоих плечах в значительной степени подавляются последующим дифференциальным усилителем.

**Точностные характеристики интегральных усилителей типа МДМ.** Напряжение смещения в УПТ типа МДМ с модулятором на МДП-транзисторах определяется главным образом коммутационными помехами модулятора<sup>1)</sup>. Пики помехи от импульсов, управляющих ключами модулятора, проходят на выход УПТ в виде периодической последовательности экспоненциальных импульсов, постоянная составляющая которых выделяется на выходном фильтре нижних частот (ФНЧ).

Величина напряжения смещения УПТ, равная приведенной ко входу постоянной составляющей экспоненциальных импульсов, определяется по формуле<sup>2)</sup>

$$U_{см} = 2f_{пр} A_{пом}, \quad (5.3)$$

где  $A_{пом}$  — площадь пика помехи на выходе модулятора;  $f_{пр}$  — частота преобразования.

Расчет площади пиков помехи в реальной схеме модулятора весьма сложен, и его целесообразно проводить на ЭВМ в связи с тем, что необходимо учесть такие факторы, как зависимость сопротивления канала МДП-транзисторов от управляющего напряжения, скорость нарастания и временной интервал между положительным и отрицательным фронтами управляющих импульсов,

<sup>1)</sup> Аналогичные погрешности ключа демодулятора приводятся ко входу путем деления на коэффициент усиления УПТ и близки к нулю при достаточно большом коэффициенте усиления.

<sup>2)</sup> Формула получена в предположении, что экспоненциальные пики помехи усиливаются усилителем низкой частоты без искажений.

разброс пороговых напряжений и других физико-технологических параметров балансного модулятора.

Для анализа площади пиков помехи использовалась отечественная программа «ПАРИС» и эквивалентная схема МДП-транзистора (рис. 5.13), где  $C_{зз}$ ,  $C_{зс}$  — емкости, образованные в результате перекрытия затвором областей стока и истока;  $C_{зк}$  — емкость между электродом затвора и областью канала,  $C_{ос}$  — емкость обедненного слоя подложки. Распределенное сопротивление канала заменено сосредоточенными элементами — резисторами  $r_{си}/2$ . Значение сопротивления подложки учитывается включением резистора  $R_{п}$  последовательно с  $C_{ос}$ . В эквивалентную схему не включены емкости между стоком и подложкой, истоком и подложкой, поскольку они слабо влияют на процесс формирования пиков помехи, а учет этих емкостей приводит к усложнению эквивалентной схемы и значительному увеличению времени машинного расчета. Емкости  $C_{зс}$  и  $C_{зз}$  определяются по формуле

$$C_{зс} = C_{зз} = \epsilon_0 \epsilon_d W l_{пер} / d, \quad (5.4a)$$

где  $l_{пер}$  — величина перекрытия областью затвора областей стока и истока;  $d$  — толщина подзатворного диэлектрика.

Для расчета  $C_{зк}$  величину  $l_{пер}$  в выражении (5.4a) надо заменить на эффективную длину канала  $L$ :

$$C_{зк} = \epsilon_0 \epsilon_d W L / d. \quad (5.4b)$$

Поскольку заряд, переносимый из цепи управления в цепь сигнала (площадь пика помехи), пропорционален величине проходной емкости между управляющим электродом и выходом аналогового ключа  $C_{пр} = C_{зс} + C_{зк}$  и амплитуде управляющих импульсов [112], то (5.3) можно записать в виде

$$U_{см} = K (C_{зс} + C_{зк}) U_{упр} f_{пр}, \quad (5.5)$$

где коэффициент  $K$  отражает степень компенсации пиков помехи:

$$K = 2A_{пом} / (C_{зс} + C_{зк}) U_{упр}.$$

Считая размеры  $L = 5$  мкм и  $W = 20$  мкм минимальными для современных МДП-транзисторов с «самосовмещенным» затвором, определим предельное значение  $U_{см}$ . Подставляя в (5.5) типичные значения  $C_{зк} = 0,02$  пФ,  $C_{зс} = 0$  для МДП-транзисторов с «самосовмещенным» затвором,  $f_{пр} = 1$  кГц,  $U_{упр} = 15$  В,  $K = 10^3$  Ом (для балансного последовательно-параллельного модулятора), получаем предельную величину  $U_{см} = 1$  мкВ. Температурный дрейф напряжения смещения определяется в первую очередь дрейфом емкости ( $C_{зс} + C_{зк}$ ) транзисторов модулятора. Типичное значение  $\Delta U_{см} / \Delta T$  для балансного последовательно-параллельного модулятора составляет  $0,1$  мкВ/°С.

Для уменьшения напряжения смещения  $U_{см}$  и его температурного дрейфа  $\Delta U_{см} / \Delta T$  необходимо компенсировать

ровать пики помехи, используя схемы балансного последовательно-параллельного модулятора, и уменьшать емкости  $C_{зк}$  и  $C_{зс}$  МДП-транзисторов модулятора путем уменьшения площади затвора транзисторов модулятора и использования технологии получения МДП-транзисторов с самосовмещенным затвором.

Входной ток интегрального УПТ типа МДМ определяется двумя составляющими: а) обратным током  $p-n$ -перехода подложка — сток транзисторов модулятора  $I_{вх\ p-n}$  (подложка модулятора обычно соединена с источником питания, запирающим  $p-n$ -переходы МДП-транзисторов модулятора) и б) емкостным током  $I_{вх\ c}$ , обусловленным прохождением управляющих импульсов через емкость между затвором и стоком транзисторов модулятора<sup>1)</sup>.

Обратный ток  $p-n$ -перехода в свою очередь состоит из трех компонентов [7]: теплового тока  $I_T$ , тока термогенерации  $I_{Тг}$  и тока утечки  $I_{ут}$ .

Для кремниевых приборов температурная зависимость  $I_{вх\ p-n}(T)$  вплоть до  $T=125\dots150^\circ\text{C}$  определяется зависимостью тока термогенерации от температуры. Следовательно, зависимость  $I_{вх\ p-n}(T)$  имеет вид

$$I_{вх\ p-n}(T) = I_{Тг}(25^\circ\text{C}) e^{\alpha\Delta T}, \quad (5.6)$$

где  $\alpha=0,07$ .

Тепловой ток растет с температурой значительно быстрее тока термогенерации (удваивается на каждые  $5^\circ\text{C}$ ), однако его величина при комнатной температуре крайне мала (доли пикоампер) и начинает оказывать влияние на  $I_{вх}(T)$  лишь при  $T>150^\circ$ . Ток утечки на практике оказывается либо сравнимым с величиной  $I_{Тг}$ , либо больше нее. Изменение тока утечки с температурой незначительно.

Вторая составляющая входного тока — емкостной ток — определяется по формуле, аналогичной (5.5):

$$I_{вх\ c} = K_I f_{пр} (C_{зс} + C_{зк}) U_{упр}, \quad (5.7)$$

где  $K_I$  — коэффициент, зависящий от степени компенсации пиков помехи от управляющих импульсов, проходящих на вход модулятора.

<sup>1)</sup> В предположении, что третья составляющая входного тока — ток утечки разделительного конденсатора (или ток затвора МДП-транзистора) на входе усилителя низкой частоты значительно меньше двух указанных составляющих.





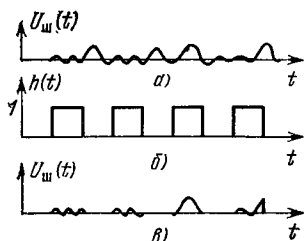


Рис. 5.15. Преобразование шума усилителя низкой частоты (УНЧ) демодулятором:

а) шумовой сигнал, генерируемый УНЧ на входе демодулятора; б) функция преобразования сигнала демодулятором; в) шумовой сигнал на выходе демодулятора

Как видно из эквивалентной схемы, шум, вносимый транзисторами модулятора, преобразуется так же, как полезный сигнал, т. е. модулируется<sup>1)</sup>, усиливается и демодулируется.

Шумовое напряжение  $U_{ш \text{ УНЧ}}$ , вносимое усилителем низкой частоты, преобразуется только демодулятором  $D$  (источник шумового напряжения  $U_{ш \text{ УНЧ}}$  стоит в эквивалентной схеме после модулятора  $M$ ). Преобразование напряжения шума УНЧ, осуществляемое демодулятором, иллюстрируется на рис. 5.15.

Спектр шумов УНЧ до преобразования демодулятором ( $U_{ш}(t)$  на рис. 5.15, а) расположен в полосе пропускания усилителя низкой частоты, т. е. в диапазоне частот  $f_v - f_n$ , где  $f_v$  — верхняя граничная частота УНЧ;  $f_n$  — нижняя граничная частота УНЧ. После преобразования демодулятором (рис. 5.15, в) в спектре шума усилителя низкой частоты появляются составляющие с частотами  $f < f_n$ , которые находятся в полосе пропускания УПТ типа МДМ и вносят вклад в низкочастотный шум УПТ.

Анализ шумов показывает (выражения для инженерного расчета шумов даны в приложении), что низкочастотные шумы УПТ типа МДМ на МДП-транзисторах определяются главным образом шумами входного каскада усилителя низкой частоты и зависят от частоты преобразования. Для уменьшения шумов необходимо в первую очередь увеличивать ширину и длину канала активных МДП-транзисторов входного каскада УНЧ и повышать частоту преобразования (с соответствующим уменьшением постоянной времени фильтра верхних частот УНЧ) [142].

Входное сопротивление УПТ типа МДМ определяется по формуле

$$R_{вх} = [2(C_{нп} + C_{сн} + C_{вх \text{ ус}})f_{пр} + (1/2r_{обр})]^{-1}, \quad (5.8)$$

<sup>1)</sup> Каждый из транзисторов модулятора в один из полупериодов открыт, а в другой закрыт. Поэтому источник теплового шума канала открытых транзисторов модулятора  $U_{шт}$  действует только в один из полупериодов (когда транзисторы открыты), а в другой полупериод, когда рассматриваемые транзисторы закрыты, действует источник дробового шума  $I_{ш \text{ др}}$  (представляющий собой главным образом дробовой шум тока утечки обратносмещенных  $p-n$ -переходов закрытых транзисторов). Так как указанные источники шума действуют только в один из полупериодов, имеет место амплитудно-импульсная модуляция шумов, вносимых транзисторами модулятора.

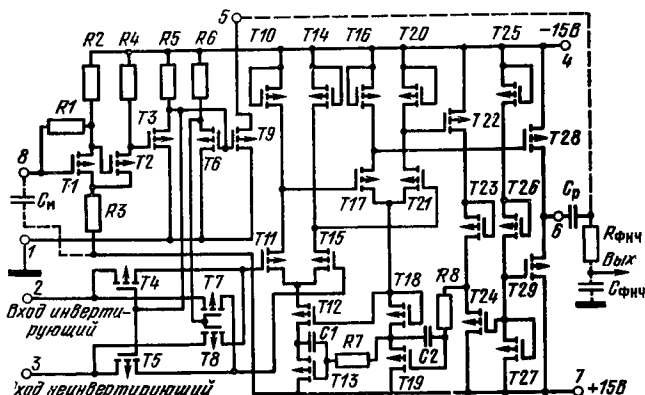


Рис. 5.16. Принципиальная схема интегрального УПТ типа МДМ (140УД13)

где  $C_{пп}$ ,  $C_{сп}$  — емкости исток — подложка и сток — подложка транзисторов модулятора;  $C_{вх\ ус}$  — входная емкость усилителя низкой частоты;  $r_{обр}$  — динамическое сопротивление обратсмещенных переходов исток — подложка и сток — подложка МДП-транзисторов модулятора. Входное сопротивление УПТ определяется главным образом входной емкостью усилителя низкой частоты и частотой преобразования.

Коэффициент ослабления синфазных сигналов определяется по формуле

$$K_{ос\ сф} = 20 \lg \left[ f_{пр} (\delta r_{сн} C_{вх\ ус} + \delta C_{вх\ ус} r_{сн}) + \frac{1}{K'_{ос\ сф}} \left( \frac{f_c / f_0}{\sqrt{1 + (f_c / f_0)^2}} \right)^n \right]^{-1},$$

где  $f_c$  — частота входного синфазного сигнала;  $f_0$  — граничная частота фильтра верхних частот (на уровне —3 дБ),  $n$  — количество фильтрующих звеньев в фильтре верхних частот;  $K'_{ос\ сф}$  — коэффициент ослабления синфазных сигналов входным дифференциальным каскадом УНЧ;  $\delta r_{сн}$  — разброс сопротивлений канала парных транзисторов балансного модулятора;  $\delta C_{вх\ ус}$  — разброс входных емкостей парных МДП-транзисторов дифференциального каскада УНЧ.

Коэффициент ослабления синфазных входных напряжений максимален на нулевой частоте синфазного сигнала (типичное значение 120 дБ) и уменьшается с увеличением частоты сигнала (типичное значение 90 дБ при  $f_c = 50$  Гц).

**Полупроводниковая ИС усилителя 140УД13.** Принципиальная схема интегрального УПТ типа МДМ 140УД13 приведена на рис. 5.16. Микросхема выполнена по технологии совместного получения МДП-транзисторов и ионнолегированных резисторов. УПТ состоит из балансного

# *Параметры интегральных УПТ*

Параметры		$U_{\text{см}},$ мкВ	$\frac{\Delta U_{\text{см}}}{\Delta T},$ $\frac{\text{мкВ}}{^{\circ}\text{C}}$	$\frac{\Delta U_{\text{см}}}{\Delta f},$ $\frac{\text{мкВ}}{\text{Гц}}$	$I_{\text{вх}},$ нА
Полупроводниковые ИС	140УД13	20	0,1	1	0,1
	НА2900	50	0,2	—	—
	SN62088	75	0,6	—	—
Усилители на основе ИС типа 140УД13	УНЧ (рис. 5.19)	—	—	—	0,1
	УПТ (рис. 5.20)	20	0,1	1	0,1
	ОУ (рис. 5.21)	20	0,1	1	0,6

последовательно-параллельного модулятора ( $T4$ ,  $T5$ ,  $T7$  и  $T8$ ), мультивибратора ( $T1$ ,  $T2$ ), двухкаскадного дифференциального усилителя модулированного сигнала ( $T10 \dots T29$ ) и демодулятора ( $T9$ ). Обычно используемое емкостное разделение модулятора и усилителя модулированного сигнала заменено непосредственной связью, что оказалось возможным благодаря крайне малым входным токам затвора МДП-транзисторов [126].

Применение ионного легирования обеспечило практически нулевое перекрытие областей стока и истока областью затвора и тем самым уменьшило емкости между затвором и стоком. Соответственно уменьшился заряд, протекающий из цепи управления в цепь сигнала, что позволило в 1,5...2 раза уменьшить напряжение смещения по сравнению с вариантом, полученным по стандартной технологии [142, 144].

Основные параметры интегрального усилителя приведены в табл. 5.4<sup>1)</sup>. Точностные характеристики ИС превосходят характеристики зарубежных приборов НА2900

<sup>1)</sup> Значения параметров приведены при частоте преобразования 1 кГц.

Таблица 5.4

с преобразованием сигнала

$\Delta I_{ВХ},$ нА	$U_{ш},$ мкВ	$R_{ВХ},$ МОм	$K_{ос\ сф},$ дБ	$K_U$	$R_{ВЫХ},$ кОм	$P_{потр},$ мВт	$f_{ед\ ус},$ Гц
0,03	1,5	100	100	15	5	60	$10^2$
0,1	10	100	120	$10^7$	—	—	$3 \cdot 10^6$
0,3	—	—	80	$10^7$	—	—	$3 \cdot 10^6$
0,03	1,5	100	—	$10^3$	4	150	$10^2$
0,03	1,5	100	100	$10^7$	0,1	—	$10^2$
—	3	100	—	$10^7$	0,1	—	$10^6$

и SN62088, разработанных одновременно с данным вариантом.<sup>1)</sup>

Напряжение разбаланса линейно зависит от частоты преобразования; температурный дрейф напряжения разбаланса определяется частотой преобразования и асимметрией температурных коэффициентов емкостей между затвором и стоком МДП-транзисторов балансного модулятора. Вклад, вносимый в общий дрейф усилителя температурной нестабильностью частоты преобразования, не превышал 0,05 мкВ/°С.

Спектральная плотность напряжения НЧ шумов УПТ практически постоянна в полосе частот 0,1...10 Гц и составляет 0,1 мкВ/Гц<sup>1/2</sup> для частоты преобразования 1 кГц. Из рис. 5.17 видно, что напряжение шума можно уменьшить до 0,5 мкВ путем увеличения частоты преобразования до 30 кГц [142].

<sup>1)</sup> Полупроводниковые ИС типа HA2900 и SN 62088 представляют собой ОУ, стабилизированный усилителем ПҚД. Усилитель типа ПҚД этих ОУ выполнен на основе балансного последовательно-параллельного модулятора на МДП-транзисторах, на входе высокочастотного канала также используются полевые транзисторы. Более подробно эти усилители описаны в [135, 136].

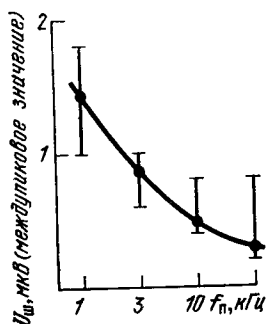


Рис. 5.17. Зависимость напряжения шума ИС типа 140УД13 (междупикового значения в полосе частот 0,01...10 Гц) от частоты преобразования

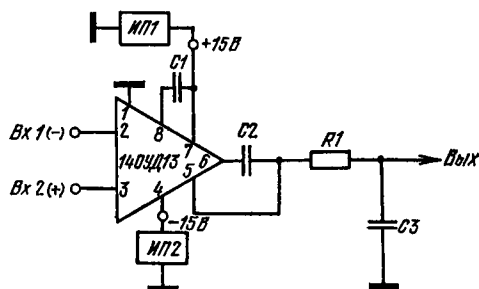


Рис. 5.18. Стабильный УПТ на основе ИС типа 140УД13

Некоторые варианты применения ИС типа 140УД13 в контрольно-измерительной аппаратуре повышенной точности приведены на рис. 5.18—5.21. Стабильный УПТ с не-

большим коэффициентом усиления (рис. 5.18) имеет характеристики, представленные в табл. 5.4. Наличие дифференциального входа, малые шумы, большая величина входного сопротивления и коэффициента подавления синфазных помех позволяют использовать ИС в качестве предварительного усилителя биопотенциалов (рис. 5.19).

На основе ИС 140УД13 и серийных микросхем реализуются схемы высокочувствительного УПТ с коэффици-

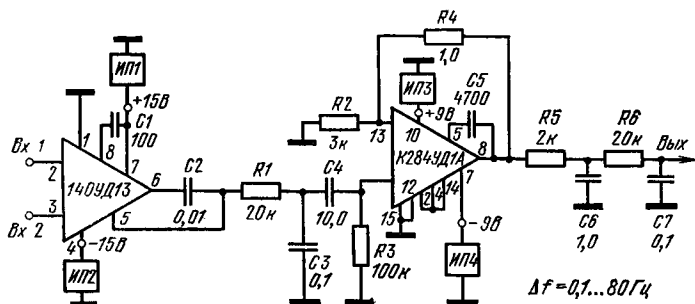


Рис. 5.19. Малошумящий усилитель биопотенциалов на основе ИС типа 140УД13

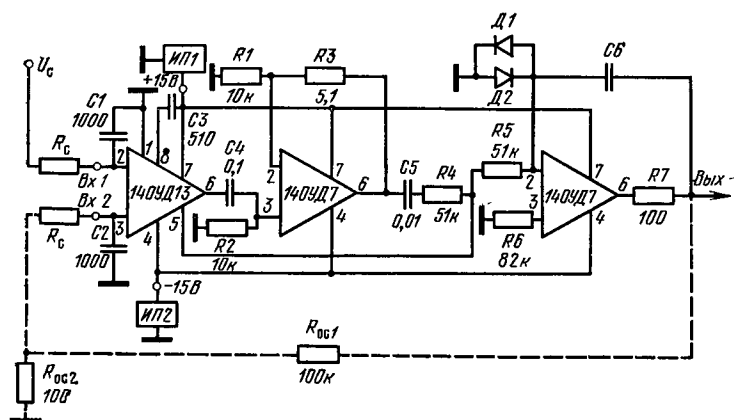


Рис. 5.20. Измерительный УПТ на основе ИС типа 140УД13

ентом усиления более  $10^7$  (рис. 5.20) и широкополосного операционного усилителя, стабилизированного МДМ каналом (рис. 5.21). Параметры типовых схем применения ИС 140УД13 даны в табл. 5.4.

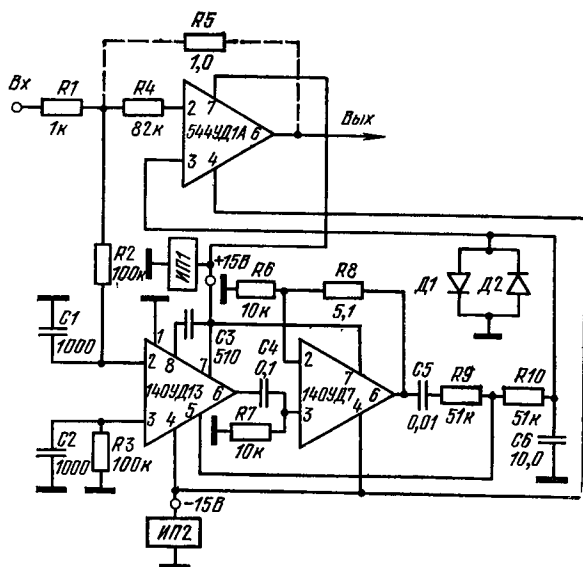


Рис. 5.21. Широкополосный ОУ со стабилизирующим МДМ каналом

#### 5.4. Малошумящие интегральные усилители низкой частоты

При работе с высокоомными датчиками (гидроакустическими пьезоэлементами, датчиками инфракрасного излучения, конденсаторными микрофонами, высокоомными магнитными головками и т. п.) усилители на полевых транзисторах обеспечивают значительно большую чувствительность по сравнению с биполярными благодаря меньшему коэффициенту шума при больших сопротивлениях источника сигнала.

До последнего времени малошумящими считались только усилители на ПТ, так как они имели значительно меньшее напряжение шума по сравнению с усилителями на МДП-транзисторах, в которых избыточный шум, связанный с флуктуациями носителей заряда на ловушках в подзатворном окисле, существенно больше аналогичной составляющей шума в усилителях на ПТ. Однако в настоящее время сконструированы специальные малошумящие МДП-транзисторы и интегральные усилители на их основе, имеющие уровень шумов, сравнимый с шумом усилителей на ПТ: спектральная плотность шума составляет  $10 \dots 20 \text{ нВ/Гц}^{1/2}$  на частоте 100 Гц (у усилителя на ПТ типа *LF156* она составляет  $12 \text{ нВ/Гц}^{1/2}$ ). При интегральном исполнении усилителя предпочтение следует отдать МДП-транзисторам, характеризующимся относительно простой технологией и чрезвычайно высоким входным сопротивлением на низких частотах. Ниже рассмотрены особенности проектирования малошумящих интегральных усилителей низкой частоты на МДП-транзисторах на примере микросхемы *K167УНЗ*.

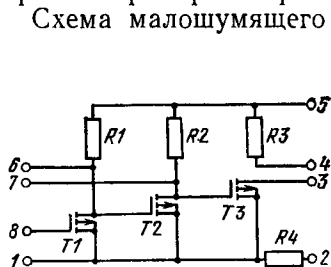


Рис. 5.22. Принципиальная электрическая схема усилителя *K167УНЗ*

Схема малошумящего интегрального усилителя низкой частоты, выполненного на МДП-транзисторах с индуцированным каналом *p*-типа и диффузионных резисторах (рис. 5.22), состоит из трех усилительных каскадов, охваченных общей глубокой отрицательной обратной связью по постоянному току. Благодаря использованию гальванических связей между каскадами схема до-

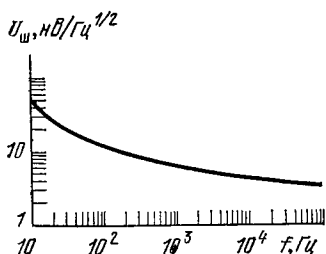


Рис. 5.23. Частотная зависимость спектральной плотности напряжения шума малошумящего усилителя К167УНЗ

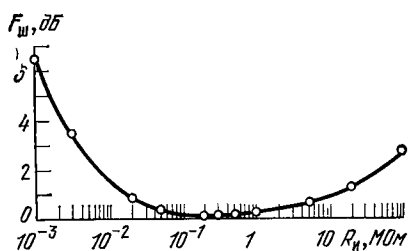


Рис. 5.24. Зависимость коэффициента шума малошумящего усилителя К167УНЗ от сопротивления источника

вольно просто реализуется в полупроводниковом интегральном исполнении.

Верхняя граничная частота  $f_{в\text{гр}}$  и входная емкость  $C_{вх}$  определяются в основном первым и вторым каскадами, проектирование которых подчинено выполнению основного требования — получению минимального шума. Вместо активных транзисторных нагрузок (как известно, занимающих меньшую площадь) используются диффузионные резисторы, обладающие лучшими шумовыми характеристиками.

Как видно из рис. 5.23, шумы микросхемы К167УНЗ достаточно малы ( $40 \text{ нВ/Гц}^{1/2}$  на частоте  $10 \text{ Гц}$ ), а коэффициент шума минимален при сопротивлениях источника сигнала  $100 \text{ кОм} \dots 1 \text{ МОм}$  (рис. 5.24). Для повышения температурной стабильности параметров ИС, расширения частотной характеристики, уменьшения входной емкости в ИС предусилителя введена общая отрицательная обратная связь по току резистором  $R_4$ , имеющим температурный коэффициент, одинаковый с нагрузочным резистором  $R_3$ . Одинаковый температурный коэффициент у резисторов  $R_4$  и  $R_3$  обеспечивается автоматически, так как они выполнены методом диффузии в одном кристалле.

В одной из схем включения ИС К167УНЗ (рис. 5.25,а) резистор  $R$  служит для обеспечения смещения по постоянному току на первый каскад. Через этот резистор осуществляется также отрицательная обратная связь по напряжению. Схема обладает высокой стабильностью рабочих режимов транзисторов по по-



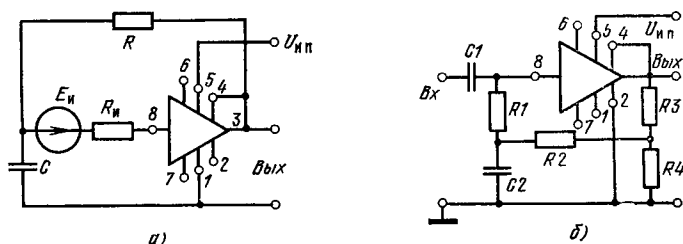


Рис. 5.25 Схемы включения ИС К167УНЗ в аппаратуру

стоянному току благодаря общей 100%-ной параллельной отрицательной обратной связи по постоянному напряжению и высокому коэффициенту усиления разомкнутой петли (более 500).

В схеме предусилителя с повышенной температурной стабильностью коэффициента усиления по напряжению  $K_U$  (рис. 5.25,б) температурная стабильность повышается за счет уменьшения величины  $K_U$  путем введения общей отрицательной обратной связи по току через внутренний диффузионный резистор, имеющий температурный коэффициент, одинаковый с нагрузочным резистором выходного каскада.

Основные параметры ИС типа К167УНЗ следующие: спектральная плотность напряжения шума на частоте 1 кГц составляет 10 нВ/Гц<sup>1/2</sup>, коэффициент усиления по напряжению — 1000, верхняя граничная частота полосы пропускания — 100 кГц, выходное сопротивление — 1,8 кОм.

Рассмотренные интегральные усилители обладают всеми положительными свойствами полевых транзисторов: они имеют крайне малые входные токи (менее 0,1 нА), высокое входное сопротивление (более 100 МОм) и быстродействие (граничная частота усиления более 70 МГц, скорость нарастания выходного сигнала 280...1000 В/мкс).

Сравнительно большие низкочастотные шумы и дрейф МДП-транзисторов до последнего времени сдерживали их широкое применение в линейных схемах. Однако эти недостатки в значительной мере преодолены как совершенствованием технологии и топологии ИС (например, УПТ с малым дрейфом СА3130 и малошумящий УНЧ К167УНЗ), так и использованием оптимальной схемотехники (прецизионный УПТ типа МДМ 140УД13).

Интегральные усилители с полевыми транзисторами недороги, универсальны, выпускаются в виде ИС массового применения. Они все шире используются в аппаратуре, особенно прецизионной, и активно внедряются даже в те области, в которых ранее традиционно применялись биполярные ИС.

## ПРИЛОЖЕНИЕ К ГЛ. 5

### Количественная оценка низкочастотного шума УПТ типа МДМ на МДП-транзисторах

В эквивалентной шумовой схеме УПТ типа МДМ (рис. 5.14) низкочастотные шумы УПТ обусловлены шумами модулятора и усилителя низкой частоты. Для количественной оценки шума, вносимого транзисторами модулятора в общий шум УПТ, достаточно рассчитать величины  $U_{шт}$ ,  $I_{шт\ изб}$  и  $I_{шт\ др}$ , так как эти источники находятся непосредственно на входе УПТ. Для оценки шума, вносимого усилителем низкой частоты, необходимо использовать методику расчета низкочастотных составляющих, появляющихся в спектре шумов УНЧ после преобразования шума демодулятором.

**Шумы модулятора.** При оценке этих шумов будем считать, что все рассматриваемые источники шума статистически независимы [133].

Спектральная плотность дробового шума входного тока вычисляется по формуле Шоттки<sup>1)</sup>:

$$I_{шт\ др}/V\Delta f = V\sqrt{2(2qI_{вх})}. \quad (П.1)$$

Типичное значение дробового шума входного тока в полосе частот 0,01...10 Гц, рассчитанное согласно (П.1), составляет  $5 \cdot 10^{-14}$  А, что гораздо меньше величины общего шумового тока УПТ. Величина шумового тока УПТ определяется главным образом избыточным шумом модулятора  $I_{шт\ изб}$ .

Спектральная плотность теплового шума канала открытых МДП-транзисторов модулятора определяется по формуле Найквиста:

$$U_{шт\ т}/V\Delta f = V\sqrt{2(4kTr_{сн})}, \quad (П.2)$$

где  $k$  — постоянная Больцмана;  $T$  — абсолютная температура;  $r_{сн}$  — сопротивление канала МДП-транзистора.

<sup>1)</sup> Удвоенное значение среднего квадрата спектральной плотности шума, обусловленного транзисторами модулятора, связано с тем, что в интегральном УПТ целесообразно использовать балансный последовательно-параллельный модулятор, в котором в открытом состоянии одновременно находятся два транзистора.

Результирующее шумовое напряжение, возникающее на входе УПТ в результате действия источников  $U_{ш\tau}$ ,  $I_{ш\text{изб}}$  и  $I_{ш\text{др}}$ , определяется выражением (см. эквивалентную «шумовую» схему) <sup>1)</sup>

$$\bar{U}_{ш\text{р}}^2 = \bar{U}_{ш\tau}^2 + (\bar{I}_{ш\text{изб}}^2 + \bar{I}_{ш\text{др}}^2) (R_{вх\text{унч}} \| r_{сн} \| r_{обр})^2. \quad (\text{П.3})$$

Используя типичные величины  $\bar{I}_{ш\text{изб}} + \bar{I}_{ш\text{др}} = 10^{-24} \text{ А}^2$ ,  $r_{сн} = 3 \text{ кОм}$ ,  $r_{обр} = 10^8 \text{ Ом}$ ,  $R_{вх\text{унч}} > 10^{12} \text{ Ом}$ , находим, что величина  $(\bar{I}_{ш\text{изб}} + \bar{I}_{ш\text{др}}) / (R_{вх\text{унч}} \| r_{сн} \| r_{обр})^2$  составляет  $9 \cdot 10^{-18} \text{ В}$  в полосе частот  $0,01 \dots 10 \text{ Гц}$ . С помощью (П.2) находим, что  $\bar{U}_{ш\tau}^2 = 9 \cdot 10^{-18} \text{ В}$  в полосе частот  $0,01 \dots 10 \text{ Гц}$ .

Сравнение полученных значений слагаемых в выражении (П.3) показывает, что вклад шумов модулятора в шумовое напряжение УПТ в полосе частот  $0,01 \dots 10 \text{ Гц}$  определяется главным образом тепловым шумом открытых транзисторов модулятора  $U_{ш\tau}$  и составляет  $10^{-8} \text{ В}$ . Значение  $U_{ш\tau}$  можно уменьшить, уменьшив сопротивление канала  $r_{сн}$  транзисторов модулятора, которое, в свою очередь, можно уменьшить, увеличив удельную крутизну (отношение  $W/L$  транзисторов модулятора).

**Вклад усилителя низкой частоты в шумовое напряжение УПТ типа МДМ.** Шумовое напряжение усилителя низкой частоты преобразуется демодулятором, в результате чего появляются низкочастотные составляющие шума, расположенные в полосе пропускания УПТ. Выражение для спектральной плотности шума усилителя низкой частоты, преобразованного демодулятором и приведенного ко входу УПТ типа МДМ, имеет вид

$$Y'(f) = 2 \sum_{m=-\infty}^{m=0} C_m^2 Y(f - mf_{\text{пр}}), \quad (\text{П.4})$$

где коэффициенты  $C_m$  вычисляются по формуле

$$C_m = \frac{\Theta_n}{\Theta} \left| \frac{\sin m\pi (\Theta_n/\Theta)}{m\pi (\Theta_n/\Theta)} \right|, \quad (\text{П.5})$$

функция  $Y(f - mf_{\text{пр}})$  определяется по формулам

$$Y(f - mf_{\text{пр}}) = \frac{(1 + f_0/f_n) Y_{\tau}}{f_n^{2n-1}} (f - mf_{\text{пр}})^{2n-1}, \quad 0 \leq f \leq f_n; \quad (\text{П.6a})$$

$$Y(f) = \left( 1 + \frac{f_0}{f - mf_n} \right) Y_{\tau}, \quad f > f_n. \quad (\text{П.6б})$$

В выражениях (П.4)–(П.6) приняты следующие обозначения:  $\Theta$  — период следования импульсов, управляющих демодулятором;  $\Theta_n$  — длительность полупериода, в течение которого демодулятор

<sup>1)</sup> Шумовое напряжение УПТ определяется при сопротивлении источника сигнала  $R_r = 0$ .

открыт (пропускает сигнал на выход);  $m=0, -1, -3 \dots$ <sup>1)</sup>;  $Y_T$  — тепловой шум входного дифференциального каскада (ДК) УНЧ<sup>2)</sup>;  $f_0$  — частота, на которой вклад избыточного шума входного ДК составляет 50% от общего шума ДК;  $f_H$  — нижняя граничная частота УНЧ по уровню  $-3$  дБ;  $n$  — число звеньев в фильтре высокой частоты (на рис. 5.14 приведено одно звено  $-C_p R_H$ ).

На рис. П.1 приведена зависимость  $\sqrt{Y'(f)}$ , рассчитанная согласно (П.4) для различных частот преобразования  $f_{пр}$  и двух типов фильтра высокой частоты: однозвенного ( $n=1$ ) и двухзвенного ( $n=2$ ). При расчете использовались следующие величины, типичные для интегрального УПТ типа МДМ на МДП-транзисторах:  $f_0=100$  кГц,  $f_H=0,1f_{пр}$ ,  $\Theta_H/\Theta=0,5$ ,  $S_1=S_2=0,1$  мА/В.

Значения функции  $\sqrt{Y'(f)}$  на рис. П.1 представляют собой спектральную плотность шумового напряжения УПТ типа МДМ, обусловленную шумами усилителя низкой частоты.

Как показано выше, спектральная плотность шума модулятора определяется тепловым шумом каналов открытых МДП-транзисторов и составляет  $10^{-8}$  В/Гц<sup>1/2</sup>, что в 10 раз меньше шума, вносимого усилителем низкой частоты при частоте преобразования 1 кГц, и в 2 раза меньше при  $f_{пр}=30$  кГц.

Шумовое напряжение УПТ типа МДМ определяется главным образом шумами усилителя низкой частоты (рис. П.1). Как видно из рис. П.1, спектральная плотность шума интегрального УПТ типа МДМ практически постоянна в полосе частот 0,01 ... 10 Гц и уменьшается с увеличением частоты преобразования.

Величина избыточного шума МДП-транзисторов обратно пропорциональна площади канала:  $\bar{U}_{ш}^2 \sim 1/WL$ . Величина теплового шума МДП-транзисторов  $\bar{U}_{шТ}^2$  обратно пропорциональна величине  $W$  и прямо пропорциональна величине  $L$  (так как  $1/r_{сш} \sim W/L$ ). Следовательно, избыточный и тепловой шум можно уменьшить, увеличив ширину канала МДП-транзисторов при постоянной длине канала.

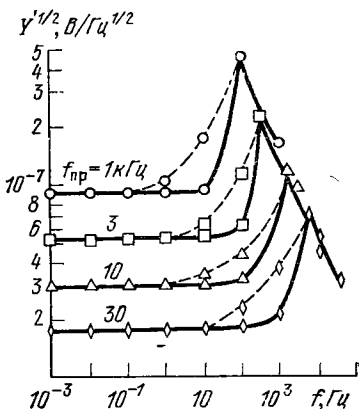


Рис. П.1. Зависимость спектральной плотности напряжения шума МДП-транзисторного УПТ типа МДМ от частоты для  $n=1$  (---) и  $n=2$  (—)

<sup>1)</sup> Коэффициент  $m$  принимает нечетные отрицательные значения, так как при четных  $m$  коэффициенты  $C_m=0$ , а при положительных значениях  $m$  аргумент функции  $Y(f-mf_{пр})$  становится отрицательным, что противоречит физическому смыслу частоты.

<sup>2)</sup> Считая, что шум входного каскада определяется главным образом активными транзисторами, величину  $Y_T$  можно записать в виде  $Y_T=4kT(1/S_1+1/S_2)$ , где  $S_1$  и  $S_2$  — крутизны активных транзисторов;  $k$  — постоянная Больцмана;  $T$  — абсолютная температура.

Используя указанные зависимости избыточного и теплового шумов от величины  $W$ , с помощью (П.4)—(П.6) получаем, что увеличение ширины канала МДП-транзисторов входного каскада УНЧ на порядок приводит к снижению спектральной плотности напряжения шума интегрального УПТ типа МДМ в 3 раза (расчет проводился для  $f_{\text{пр}}=1$  кГц).

Выражения (П.4)—(П.6) носят общий характер и могут быть использованы для расчета шумов УПТ типа МДМ с усилителем низкой частоты как на МДП-транзисторах, так и на ПТ и БГ. Например, подставив в (П.4)—(П.6) значение  $f_0=1$  кГц, характерное для полевых транзисторов с  $p-n$ -переходом, получим, что использование во входном каскаде УНЧ ПТ вместо МДП-транзистора с такой же крутизной обеспечивает выигрыш в спектральной плотности шума УПТ типа МДМ в 3 раза (расчет проведен для  $f_{\text{пр}}=1$  кГц).

## Список литературы

---

1. Севин Л. Полевые транзисторы: Пер. с англ./ Под ред. Е. З. Мазеля. — М.: Сов. радио, 1968.
2. Малин Б. В., Сонин М. С. Параметры и свойства полевых транзисторов. — М.: Энергия, 1967.
3. Гозлинг В. Применение полевых транзисторов: Пер. с англ. — М.: Энергия, 1970.
4. Полевые транзисторы: Физика, технология и применение: Пер. с англ. — М.: Сов. радио, 1971.
5. Кроуфорд Р. Схемные применения МОП-транзисторов: Пер. с англ./ Под ред. М. С. Сониной. — М.: Мир, 1970.
6. Кобболд Р. Теория и применение полевых транзисторов: Пер. с англ. В. В. Макарова. — Л.: Энергия, 1975.
7. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. — Изд. 4-е, перераб. и доп. — М.: Энергия, 1977.
8. Ричман П. Физические основы полевых транзисторов с изолированным затвором: Пер. с англ./ Под ред. Г. Г. Смолко. — М.: Сов. радио, 1971.
9. Валиев К. А., Кармазинский А. Н., Королев М. А. Цифровые интегральные схемы на МДП-транзисторах. — М.: Сов. радио, 1971.
10. Гребен А. Б. Проектирование аналоговых интегральных схем: Пер. с англ. — М.: Энергия, 1976.
11. Воронов С. А., Козлов Ю. Г., Ожогин М. А. Монолитная интегральная пара полевых транзисторов с управляющим  $p$ - $n$ -переходом. — Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника, 1976, т. XIX, № 12.
12. Holmes F. E., Salama C. A. T. VMOS. A new MOS integrated circuit technology. — Sol. St. Electron., 1974, № 8, p. 791—797.
13. Kaup J. A., Regitz W. M., Chow S. IEEE Sol. St. Circ. Conf., Paper WAM 1.1, 1972.
14. Dill H. G., Bower R. W., Toombs T. N. Ion-implanted MOS Technology-Radiation Effect, 1971, v. 7, p. 45—57.
15. Шеннон Д., Стефен Д., Фримен Д. Улучшение высокочастотных характеристик МОП транзисторов, изготовленных методом ионного легирования. — Электроника, 1969, № 3, с. 30—34.
16. Попов В. М. Формальная аппроксимация вольт-амперных характеристик полевых транзисторов. — Радиотехника и электроника, 1967, № 11, с. 2088—2093.
17. Козинцева Л. П. Усилители на полевых транзисторах. — М.: Связь, 1975.
18. Hofstein S. Stabilization of MOS devices. — Sol. St. Electron., 1967, v. 10, № 7, p. 657.
19. Grebene A., Chandhy S. General theory for pinched operation of the junction-gate FET. — Sol. St. Electron., 1969, v. 12, № 7.
20. Сиколенко С. Ф., Сироткин А. П. Зависимость статического коэффициента усиления полевых транзисторов от режима. — Радиотехника, 1974 т. 19, № 5 с. 76—78.

21. Каскады радиоприемников на полевых транзисторах/ Под общ. ред. Н. Г. Петрова. — М.: Энергия, 1974.
22. Байков В. Д., Кармазинский А. Н., Немчинов В. М. Влияние потенциала подложки на вольт-амперные характеристики уни-трона со структурой металл—диэлектрик—полупроводник (МДП). — Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника, 1969, т. XII, № 5, с. 461—470.
23. Sah C. T., Rao H. C. The effect of fixed bulk charge on the characteristics of MOS transistor. — IEEE Trans., 1966, v. ED-13, № 4, p. 393—398.
24. Grove A. S., Deal B. E., Snow E. H., Sah C. T. Investigation on thermal oxidized silicon surfaces using MOS structures. — Sol. St. Electron., 1965, v. 8, № 2, p. 145—163.
25. Мочкин В. С., Степаненко И. П. Физические модели низкочастотных шумов и неустойчивости характеристик МДП-структур — Микроэлектроника/ Под ред. Ф. В. Лукина. — М.: Сов. радио, 1972, вып. 5, с. 6—26.
26. Leistik O., Grove A. S., Sah C. T. Electron and hole mobilities in inversion layers on thermally oxidized silicon surfaces. — IEEE Trans., 1965, v. ED-12, № 5, p. 248—254.
27. Das M. B. Physical limitations of MOS structures. — Sol. St. Electron., 1969, v. 12, № 5.
28. Vadasz L., Grove A. S. Temperature dependence of MOS transistor characteristics below saturation. — IEEE Trans., 1966, v. ED-13, № 12, p. 863—866.
29. Хоэрни, Вейр. Условия температурной компенсации для кремневого полевого транзистора. — ТИИЭР, 1963, т. 51, № 7.
30. Heiman F., Miller H. Temperature dependence of *n*-type MOS transistors — IEEE Trans., 1965, v. ED-12, № 3, p. 142—148.
31. Немчинов В. М., Сиколенко С. Ф. Температурный дрейф усилителя на полевом транзисторе с *p*—*n*-переходом. — Полупроводниковые приборы в технике электросвязи/ Под ред. И. Ф. Николаевского — М.: Связь, 1969, вып. 4, с. 82—92.
32. Игумнов Д. В. Влияние ширины канала на параметры полевого транзистора в микрорежиме. — Полупроводниковые приборы и их применение/ Под ред. Я. А. Федотова. — М.: Сов. радио, 1970, вып. 25, с. 204—213.
33. Ганцев В. А., Немчинов В. М., Сиколенко С. Ф. Входные каскады усилителей постоянного тока на униполярных транзисторах. — Полупроводниковые приборы в технике электросвязи/ Под ред. И. Ф. Николаевского. — М.: Связь, 1971, вып. 7, с. 178—195.
34. Сиколенко С. Ф., Немчинов В. М. Эквивалентная схема полевого транзистора с *p*—*n*-переходом для расчета температурного дрейфа. — Радиотехника, 1973, т. 28, № 1, с. 101—102.
35. Немчинов В. М. Влияние разброса параметров полевых транзисторов с *p*—*n*-переходом на температурный дрейф. — Полупроводниковые приборы и их применение/ Под ред. Я. А. Федотова. — М.: Сов. радио, 1973, вып. 27, с. 149—158.
36. Semiconductors and integrated circuits: MBLE Data Handbook, Part 4a, 1974.
37. Справочник по полупроводниковым диодам, транзисторам и интегральным схемам/ Под общ. ред. Н. Н. Горюнова. — Изд. 4-е, перераб. и доп. — М.: Энергия, 1977.

38. Степаненко И. П., Зайцев Б. Д. Усилительные схемы на МОП-транзисторах. — Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника, 1969, т. XII, № 11, с. 1245—1258.
39. Цыкин Г. С. Усилительные устройства. — М.: Связь, 1971.
40. Войшвилло Г. В., Караванов В. И., Краева В. Я. и др. Проектирование усилительных устройств на транзисторах. — М.: Связь, 1972.
41. Волков Ю. А., Никитаев В. Г. Усилительный каскад на полевом транзисторе. — В кн.: Тенденции развития активных радиокомпонентов малой мощности. — Новосибирск: Наука, 1970, лекции 9—10, с. 3—14.
42. Волков Ю. А. О добротности усилительного каскада на транзисторе. — Изв. вузов СССР. Радиотехника, 1962, т. 5, № 5, с. 561—567.
43. Жилинскас П. Ю., Лазовский Т. Л. Электрометрический усилитель напряжения. — ПТЭ, 1977, № 3, с. 134
44. Гальперин М. В. и др. Транзисторные усилители постоянного тока. — М.: Энергия, 1972.
45. Проектирование и применение операционных усилителей/ Под ред. Дж. Грэма; Пер с англ/ Под ред. И. Н. Теплюка. — М.: Мир, 1974.
46. Гальперин М. В. и др. Полевые транзисторы КП102 (ТН-1) в схемах усилителей постоянного тока. — В кн.: Тенденции развития активных радиокомпонентов малой мощности. — Новосибирск: Наука, 1970, лекции 3—4, с. 3—10.
47. Liu H. C. Comparison of input offset voltage of differential amplifiers using bipolar transistors and field effect transistors. — IEEE J. Sol. St. Circ., 1970, v. SC-5, № 3.
48. Glasford F. M., Liu T. P. Optimum circuit configurations for high input impedance wide band dc operational amplifiers. — In: Proc National Electr. Conf., 1966, p. 32—36.
49. De Conlon F. Thermal drift compensation of an electrometer using MOS FETs — Electr. Letts, 1966, v. 2, № 7, p. 255—256.
50. Richards J. C. A DC differential amplifier using field-effect transistors. — Electron. Engng, 1965, v. 32, № 447, p. 598—601.
51. Cooberman F. Differential amplifier with very high common-mode rejection ratio. — Electr. Letts, 1967, v. 3, № 2, p. 70.
52. Fray P. W. A MOST integrated differential amplifier. — IEEE J. Sol. St. Circ., 1969, v. SC-4, June, p. 166—168.
53. Белов В. и др. Дифференциальные усилители постоянного тока на полевых транзисторах с большим коэффициентом подавления синфазного сигнала. — В кн.: Тенденции развития активных радиокомпонентов малой мощности. — Новосибирск: Наука, 1970, лекции 3—4, с. 25—37
54. Степаненко И. П. Статический анализ простейшего дифференциального каскада на МДП-транзисторах. — Микроэлектроника/ Под ред. Ф. В. Лукина. — М.: Сов. радио, 1972, вып. 5, с. 190—200
55. Ожогин М. А., Сонин М. С., Яворовская Р. Я. Безрезисторный дифференциальный каскад на МДП-транзисторах в интегральном исполнении — Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника, 1971, т. XIV, № 8.
56. Сиколенко С. Ф., Немчинов В. М. Измерительные усилители постоянного тока на транзисторах. — Полупроводниковые при-



- боры в технике электросвязи/ Под ред. И. Ф. Николаевского.— М.: Связь, 1972, вып. 9, с 114—122
57. **Немчинов В. М.** Параллельный балансный каскад на полевых транзисторах.— Микроэлектроника/ Под ред А. А. Васенкова.— М.: Сов. радио, 1973, вып. 6, с. 174—179.
  58. **Middlebrook R. D.** Differential amplifiers — N Y.: J. Wiley and Sons, 1963.
  59. **Анализ и расчет интегральных схем/** Под ред. Д. Линна, Н. Мейера, Д. Гамильтона; Пер. с англ. Ч. 1 — М.: Мир, 1969
  60. **Эрглис К. Э., Степаненко И. П.** Электронные усилители — М.: Наука, 1964
  61. **Степаненко И. П.** Анализ простейших усилительных каскадов на МДП-транзисторах — Микроэлектроника/ Под ред Ф. В Лукина — М.: Сов радио, 1969, вып 3, с 43—51
  62. **Ганцев В. А., Горбунов В. А., Немчинов В. М.** Усилительный каскад на МДП-транзисторах с нелинейным нагрузочным сопротивлением.— Радиотехника, 1973, т. 28, № 10, с. 98—102.
  63. **Шервин.** Причины искажений в усилителях на полевых транзисторах.— Электроника, 1966, т. 39, № 25.
  64. **Игнатов А. Н.** Полевые транзисторы как элементы с регулируемым коэффициентом передачи.— Радиотехника, 1973, т. 28, № 10, с. 70—77.
  65. **Мезенцев А. В., Кармазинский А. Н., Немчинов В. М.** Триггер с нелинейными нагрузками на МОП-унитронах.— Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника, 1967, т. X, № 9—10, с. 929—937.
  66. **Айнбиндер И. М.** Входные цепи радиоприемников.— М.: Связь, 1973.
  67. **Горев В. С., Фирсов М. Д., Кандыбин В. В., Шатило Н. И.** Зарядочувствительный предусилитель с истоковым повторителем на входе.— ПТЭ, 1977, № 3, с. 132—133.
  68. **Эванджелисти.** Малощумящий предусилитель для применения в области низких частот.— Приборы для научных исследований, 1972, № 2, с. 163—165.
  69. **Мишин Ю. Н., Рябков Л. Ф., Серов В. Н.** Высокостабильный широкополосный усилитель.— ПТЭ, 1977, № 3, с. 128—129.
  70. **Игумнов Д. В., Громов И. С., Фролов В. Н.** Особенности полупроводниковых приборов в микро мощных усилительных устройствах.— Радиотехника, 1977, т. 32, № 4, с. 72—79.
  71. **Маттера.** Гибридные и монолитные ИС — на смену дискретным компонентам.— Электроника, 1976, № 22, с. 29—34.
  72. **Виноградов Е. А., Копыловский Б. Д.** Приемно-регистрирующие устройства для высокоомных фотоприемников — ПТЭ, 1972, № 5, с. 115—117
  73. **Медведев Е. Ю., Корюкин Н. В., Верховский С. В.** Транзисторный магнитометр.— ПТЭ, 1975, № 5, с. 149—150.
  74. **Robert J., Rowland K.** MOS-bipolar amplifiers.— Wireless World, 1969, July, p. 328—333
  75. **Todd G. D.** Follower circuits with bipolar transistors.— Electronic Components, 1968, October, p. 943—948.
  76. **Чижиков В. А., Мусонов В. М.** Широкополосный усилитель для измерения скорости распространения ультразвуковых колебаний в твердых телах — ПТЭ, 1976, № 5, с. 139—140
  77. **Вылов Ц., Егошин И. Н., Орманджиев С.** Спектрометр с Ge(Li)-детектором для гамма-квантов низких энергий.— ПТЭ, 1973, № 3, с. 45—46.

78. Фролов В. И. Шумы предварительных видеоусилителей на полевых транзисторах.—Радиотехника, 1975, т. 30, № 3, с. 67—73.
79. Tower T. D. High input-impedance amplifier circuits — Wireless World, 1968, July, p 197—201
80. Финогенов К. Г. Электронные методы ядерной физики (аналоговые методы). — М.: МИФИ, 1977.
81. Ананьев Л. Л., Пожаров А. М., Егоров Н. В. Охлаждаемый усилитель на полевых транзисторах с температурой шума 1 К — ПТЭ, 1977, № 3, с. 135—136.
82. Scott W. D. Details for constructing a miniature solid state electrometer probe. — Review Scientific Instruments, 1972, v. 43, № 1, p. 152—153.
83. Волков Ю. А., Никитаев В. Г. Двухкаскадные комбинированные усилители типа общий исток — общий эмиттер. — В кн.: Тенденции развития активных радиокомпонентов малой мощности. — Новосибирск: Наука, 1970, лекции 9—10, с. 15—22.
84. Глушков Ю. И., Семенов В. Н. Схемы применения полевых транзисторов 2П103 и КП103. — В кн.: Тенденции развития активных радиокомпонентов малой мощности. — Новосибирск: Наука, 1970, лекции 13—14, с. 28—36
85. Интегральные схемы. Новосибирск: Наука, 1972, вып. 1.
86. Волков Ю. А., Никитаев В. Г. Двухкаскадные комбинированные усилители типа общий сток — общий эмиттер. — В кн.: Тенденции развития активных радиокомпонентов малой мощности. — Новосибирск: Наука, 1970, лекции 9—10, с. 34—42.
87. Патрикеев Л. Н., Подлепецкий Б. И., Попов В. Д. Радиационная стойкость полупроводниковых приборов и интегральных схем. — М.: МИФИ, 1975.
88. Справочник по интегральным микросхемам/ Под общ. ред. Б. В. Тарабрина. — М.: Энергия, 1977.
89. Волков Ю. А., Никитаев В. Г. Двухкаскадные комбинированные усилители типа общий сток — общий коллектор. — В кн.: Тенденции развития активных радиокомпонентов малой мощности. — Новосибирск: Наука, 1970, лекции 11—12, с. 15—27.
90. Волков Ю. А., Никитаев В. Г. Двухкаскадные комбинированные усилители типа общий исток — общий коллектор. — В кн.: Тенденции развития активных радиокомпонентов малой мощности. — Новосибирск: Наука, 1970, лекции 11—12, с. 28—39.
91. Боде Г. Теория цепей и проектирование усилителей с обратной связью — М.: ИЛ, 1948.
92. Никитаев В. Г., Левин Ю. К. Инженерное прогнозирование стабильности линейных радиоэлектронных схем. — Вопросы радиоэлектроники. Сер. Техника радиосвязи, 1975, вып. 5, с. 106—111.
93. Горовиц А. М. Синтез систем с обратной связью. — М.: Сов. радио, 1970.
94. Никитаев В. Г. Усилители на полевых и биполярных транзисторах с общей обратной связью. — Полупроводниковые приборы в технике электросвязи/ Под ред. И. Ф. Николаевского. — М.: Связь, 1975, вып. 15, с. 52—60.
95. Резванов О. Г., Немировский В. М. Широкополосный усилитель постоянного тока. — ПТЭ, 1978, № 2, с. 160—162.
96. Матвеев В. В., Хазанов Б. И. Приборы для измерения ионизирующих излучений. — М.: Атомиздат, 1972.

97. Todd J. FET dc amplifiers. — *Electronic Components*, 1966, June, p. 571—576.
98. Никитаев В. Г., Левин Ю. К. О стабильности двухкаскадных усилителей напряжения с общей обратной связью — *Вопросы радиоэлектроники. Сер. Техника радиосвязи*, 1974, вып. 3, с. 103—109.
99. Горн Л. С., Журина Л. С., Хазанов Б. И. Усилители постоянного тока микро-и наноамперного диапазона. — *ПТЭ*, 1972, № 2, с. 105—107.
100. Никитаев В. Г. Импульсные повторители напряжения на сочетании полевой — биполярный транзистор. — *Полупроводниковые приборы в технике электросвязи/ Под ред. И. Ф. Николаевского* — М.: Связь, 1975, вып. 15, с. 61—66.
101. Никитаев В. Г., Левин Ю. К. Оптимальные сочетания местных обратных связей в усилителях с применением полевых и биполярных транзисторов — *Вопросы радиоэлектроники. Сер. Техника радиосвязи*, 1973, вып. 5, с. 145—148.
102. Никитаев В. Г. Инженерный расчет чувствительности. — В кн.: Репорт. — М.: ВИМИ, 1974, № 10.
103. Жигальский Г. П., Карев А. В., Федоров А. С. Двухканальный корреляционный усилитель для изучения низкочастотных флуктуационных явлений. — *ПТЭ*, 1977, № 3, с. 137—139.
104. Шило В. Л. Линейные интегральные схемы. — М.: Сов. радио, 1974.
105. Beason J. Better bipolar. — MOS process yields linear IC's with good ac and dc specs. — *Electronics*, 1974, № 22, p. 65—70.
106. *Электроника*, 1976, № 21, с. 89—90.
107. Sev A. Transistors MOS apparies dans les amplificateurs operationnels. — *Electron. Industr. et Microelectron.*, 1970, Sept., p. 547—548.
108. Sanguini R. L., Building C. — MOS, bipolar circuits on monolithic chip enhances IC specs. — *Electronics*, 1974, № 20, p. 103—105.
109. McDermott Y. Focus on operational amplifiers. — *Electronic Design*, 1975, v. 14, July 5.
110. Mattera. Mixed-proces devices gain ground. — *Electronics*, 1976, № 22, p. 51—52.
111. Анисимов В. И., Голубев А. П. Транзисторные модуляторы. — М.: Энергия, 1964.
112. Полонников Д. Е. Решающие усилители. — М.: Энергия, 1973.
113. Певзнер В. В., Полонников Д. Е. Усилители постоянного тока с управляемыми генераторами. — М.: Энергия, 1970.
114. Goldberg E. A. Stabilization of wide band DC amplifiers for zero and gain. — *RCA Review*, 1950, v. XI, p. 269.
115. Buckerfleid P. S. The paralleled TDC amplifier. — *Proc. IEEE*, 1952, v. 90, p. 71.
116. Beckman Instruments Inc: Information. — *EDN*, 1972, v. 17, № 7, p. 11.
117. Siliconix Incorporated Information. — *Electronic Design*, 1969, v. 17, № 5, p. 13.
118. Альтман Л. Монолитные КМОП ИС аналоговых ключей. — *Электроника*, 1973, № 9.
119. Miles J. F. Metal—oxide—semiconductor transistors and their applications. — *Mullard Technical Communications*, 1966, № 83, Sept.

120. Sherwin J. Cut transients in FET analog switches. — Electronic Design, 1972, v. 20, № 9, p. 50—54.
121. Fullagar D. Don't neglect the solid-state switch. — EDN, 1972, v. 17, № 2.
122. Bower R. W., Dill H. G., Aubuchon K. G., Thompson S. A. MOS field effect transistors, formed by gate masked ion implantation — IEEE Trans, 1968, v. ED-15, № 10.
123. Phillips V. Y., Dunlop J. A series shunt MOST chopper with complementary drive circuit. — Electron. Engng, 1969, v. 41, Sept.
124. Пат. 20905. (Япония). НКИ 98/5/A22.
125. Dostal Y. Analysis of the capacitance error of a m. i s f e. t. chopper modulator. — Electron. Engng., 1967, v. 39, № 476.
126. Козлов Ю. Г., Ожогин М. А., Филатов А. С. Интегральные модуляторы на МОП транзисторах. — Изв. вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника, 1973, т XVI, № 11
127. Вьюхин В., Касперович А. Использование полевых транзисторов с  $p-n$ -переходом в коммутаторах многоканальных измерительных систем — В кн: Тенденции развития активных радиокомпонентов малой мощности. — Новосибирск: Наука, 1970, лекция 8, с. 3—16
128. Туфлин Э. К., Гибадулин Н. М., Ободзинский В. И. Проектирование аналоговых коммутаторов на полевых транзисторах с  $p-n$ -переходом — В кн: Тенденции развития активных радиокомпонентов малой мощности. — Новосибирск: Наука, 1971, лекция 17, с. 3—29.
129. Бридуэл В. Три способа создания схем с низкими пороговыми напряжениями. — Электроника, 1970, № 8.
130. Пат. 34647. (Япония) НКИ 98/5/A22, МКИ H03f.
131. Галио Л. Линейный ключ на полевых транзисторах — Электроника, 1970, № 9.
132. Амиантов И. Н. и др. Радиоприемные устройства. — М.: Сов. радио, 1974.
133. Ван дер Зил А. Флуктуации в радиотехнике и физике — М.: Энергоиздат, 1958.
134. Low-noise chopper amp has only 2  $\mu V$  offset. — IEEE Trans., 1976, v. ED-24, № 5, p. 82.
135. Калахан М. Техничко-экономические характеристики интегральных операционных усилителей, стабилизированных прерыванием. — Электроника, 1973, № 17.
136. Джоунз Д., Уэбб Р. Операционный усилитель с импульсной стабилизацией, выполненный с МОП и биполярными элементами на одном кристалле. — Электроника, 1973, № 20.
137. Шишков А. Полевые транзисторы — София: Техника, 1978.
138. Аналоговые интегральные схемы/ Под ред. Дж. Коннели: Пер. с англ./ Под ред. М. В. Гальперина. — М.: Мир, 1977.
139. Игумнов Д. В., Николаевский И. Ф. Транзисторы в микрорежиме — М.: Сов. радио, 1978.
140. Применение операционных усилителей серии К816: Руководящий технический материал/ Центральн. науч.-исслед. ин-т информации и техн.-экономических исследований приборостроения, средств автоматизации и систем управления, — М., 1977.
141. Маттера. Прогресс в разработке и производстве интегральных преобразователей. — Электроника, 1977, № 12, с. 78—79.

142. **Ожогин М. А., Степаненко И. П.** Прецизионный усилитель постоянного тока на МОП-транзисторах в интегральном исполнении. — В кн.: Тезисы докладов и рекомендации научно-технических конференций. — М.: ЦНИИ «Электроника», Сер. 3. Микроэлектроника, 1976, вып. 3 (58), ч. II, с. 35—44.
143. **Петухов В. М., Тартыгин В. И., Хрулев А. К.** Транзисторы полевые. — М.: Сов. радио, 1978.
144. **Ляхович В. В., Москаленко Н. И., Ожогин М. А., Степаненко И. П.** Микросхема К140УД13 — прецизионный усилитель постоянного тока. — Электрон. пром-сть, 1979, вып. 5(77), с. 26—30.

Быстродействие 11, 12, 34, 82, 86, 91, 112, 114, 132—135, 139, 141, 147

Дарлингтона схема 145, 148

Добротность 55

Дрейф температурный 33, 57, 58, 59, 60, 61, 63—65, 71, 79, 82, 95, 99—109

Имплантация ионная 3, 11, 12, 162

Искажения нелинейные 15, 21, 34, 75, 76, 90, 91

Истоковый повторитель 56, 61, 62, 87, 93, 149

Каскодные схемы 88, 90, 151, 152

Качества показатель 161

Ключ аналоговый 154, 157—162

Контактная разность потенциалов 27, 28, 31, 79

Корреляция параметров 37, 38, 40, 42, 71

Коэффициент влияния 19, 30, 31, 80

нелинейных искажений 75, 76, 78, 90

ослабления 66, 69, 146, 169

передачи 56, 62—66, 67, 68

токораспределения 97

усиления 52, 54, 59, 60, 67, 73, 74, 76, 78, 79, 81, 82, 88, 89, 97, 103, 104, 106—109, 115, 117, 119, 123

нестабильность 59, 60, 106  
по напряжению предельный 54

собственный 15, 18, 22, 34, 39, 74, 75

устойчивости 89—90  
шума 89

Крутизна 7, 9, 13, 15, 17, 18, 20—21, 24, 31, 32, 35, 40, 52, 138, 148

Легирование ионное 8, 11, 12, 149, 153, 170

Модель полевого транзистора инженерная 23—26

Напряжение дифференциальное 65

насыщения 7, 19,

остаточное 157

отсечки 6, 17, 22, 28, 34, 35, 40, 104, 108

пороговое 9, 10, 19, 20, 29—31, 41, 153

пробивное 10, 47, 48, 153

синфазное 65

Область больших времен 113—114

малых времен 83, 84, 95, 96, 110—113, 125—129, 132—134, 138—139

насыщения 15, 16, 18, 20, 22, 31, 36

Обратная связь 82—87, 100, 119—134, 135—141

местная 100—101, 110, 114, 123, 124, 135, 136, 138, 139, 141

общая 110, 120, 121—125, 134—135, 176

Подвижность носителей 27, 36, 79

Помехи коммутационные 163, 164

Процессы переходные 53, 54, 86, 110—115, 139

Рабочая точка 49, 50, 51, 52, 62, 64, 76

Разброс параметров 37—41, 51, 52, 63—65, 68, 71, 72, 169

Сопrotивление внутреннее (дифференциальное) 17, 18, 24, 36, 75, 78

входное 51, 54, 74, 82, 86, 93, 97, 124, 145, 146, 168

выходное 54, 56, 78, 97, 98, 141

динамическое 73, 145

шумовое 43, 45, 89

Стабильность коэффициента усиления 51, 76, 85, 86, 94, 104, 115, 116—119, 128—132, 139, 140

рабочей точки 8, 51, 52

Структура интегральная 13, 69

с кремниевым затвором 11

с самосовмещенным затвором 11, 12, 162, 165

Схемы включения ОЗ 49

ОИ 49, 51, 53, 57—60, 63, 83—87, 92, 94

ОС 49, 56, 61—62, 87, 93, 149

ОИ—ОБ 92, 93, 95, 96, 98, 99, 108, 110—115, 119, 120—123, 125, 130, 131, 133, 140—141

ОИ—ОК 92, 93, 95, 98, 99, 106—108, 111, 113, 114

ОИ—ОЭ 92, 93, 95, 98, 99, 106—108, 110, 111, 113, 114, 119, 120—123, 124, 125, 130, 131, 132, 133, 135

ОС—ОБ 92, 96, 98, 109, 110, 111, 113, 114

ОС—ОК 92, 93, 96, 98, 100—106, 110—113, 115, 131, 133

ОС—ОЭ 92, 93, 96, 98, 100—106, 111, 112, 114, 115, 119, 120—123, 125, 130, 131, 133, 140—141

Температурный коэффициент крутизны 28, 31, 34, 62, 99, 104

напряжения отсечки 28

подвижности 27, 28

порогового напряжения 31

сопротивления 36

тока 31, 41, 62, 64, 99, 100, 101

Ток затвора 35, 40

максимальный 17, 107

масштабный 20,

стока 8, 16, 17, 22, 31, 32, 35, 40, 107, 108

тепловой 35, 59

Управляющее электрическое поле 6

Усилитель высокочастотный 4, 87—90

дифференциальный 34, 39, 65—74, 163

интегральный типа МДМ 156, 164, 165—171, 174—177

комбинированный 91—94, 98, 100, 104—105, 109—111, 112, 113, 116—141

низкой частоты 142, 168, 178

операционные 142, 143—154, 156—157, 173

ПКД 154, 156, 171

постоянного тока 4, 34, 93, 95, 143—173, 174—178

Установившийся режим 53, 83, 84, 95—99, 119—125, 129—132, 138

Характеристика амплитудная 76, 77, 80, 81

вольт-амперная 14, 15, 16, 20, 21, 31, 50, 65, 75, 80, 90

переходная 54—55, 111—112, 113

стокзатворная 21, 22—23, 32, 50, 75

Частота генерации предельная 12, 13, 19

Чувствительность 85, 116, 118, 123, 130, 131, 139

Шумы 41—48, 167—169, 177—180

Эквивалентная схема для анализа температурной нестability 36

расчета дифференциальных каскадов 67, 68

установившегося режима и области малых времен 53, 56, 95, 96, 124, 137

транзистора 24, 25, 26, 157, 164

шумовая 42, 88—89, 167

# О г л а в л е н и е

Предисловие . . . . .	3
Глава первая. Основные характеристики полевых транзисторов . . . . .	6
1.1. Современные полевые транзисторы . . . . .	6
1.2. Вольт-амперные характеристики и параметры . . . . .	14
1.3. Инженерные модели полевых транзисторов . . . . .	23
1.4. Температурные свойства полевых транзисторов . . . . .	26
1.5. Разброс параметров полевых транзисторов . . . . .	37
1.6. Низкочастотные шумы и дрейф МДП-транзисторов . . . . .	41
Глава вторая. Типовые усилительные каскады на полевых транзисторах . . . . .	49
2.1. Режим работы полевого транзистора . . . . .	49
2.2. Параметры в установившемся режиме и переходные процессы в простейших усилительных каскадах . . . . .	53
2.3. Температурный дрейф простейших усилительных каскадов . . . . .	57
2.4. Дифференциальные каскады . . . . .	65
2.5. Каскады с динамической нагрузкой . . . . .	74
2.6. Обратная связь в простейших усилительных каскадах . . . . .	82
2.7. Усилители высокой частоты . . . . .	87
Глава третья. Комбинированные усилительные каскады, использующие сочетание полевых транзисторов с биполярными . . . . .	91
3.1. Схемы включения . . . . .	91
3.2. Установившийся режим . . . . .	95
3.3. Температурный дрейф и его компенсация . . . . .	99
3.4. Переходные процессы . . . . .	110
Глава четвертая. Обратная связь в комбинированных усилительных каскадах . . . . .	116
4.1. Обеспечение стабильности комбинированных усилителей . . . . .	116
4.2. Параметры комбинированных усилителей с общей обратной связью в установившемся режиме и в области малых времен . . . . .	119
4.3. Сравнение усилителей с общей обратной связью . . . . .	128
4.4. Усилители с местной обратной связью на комбинированных каскадах . . . . .	135
Глава пятая. Интегральные усилители на полевых транзисторах . . . . .	142
5.1. Специфика интегрального исполнения усилителей . . . . .	142
5.2. Интегральные усилители постоянного тока прямого усиления . . . . .	143
5.3. Интегральные усилители постоянного тока с преобразованием сигналов . . . . .	154
5.4. Малощумящие интегральные усилители низкой частоты . . . . .	174
Приложение к главе 5	
Количественная оценка низкочастотного шума УПТ типа МДМ на МДП-транзисторах . . . . .	177
Список литературы . . . . .	181
Предметный указатель . . . . .	189
	191



**Усилители с полевыми транзисторами/В. М. Немчинов, В. Г. Никитаев, М. А. Ожогин, В. В. Ляхович; Под ред. И. П. Степаненко. — М.: Сов. радио, 1980. — 192 с., ил.**

**В пер.: 55 к.**

Рассмотрены свойства полевых транзисторов и усилителей на их основе. Проанализированы схемы усилителей с линейными и динамическими нагрузками, комбинированные каскады, использующие сочетание полевого транзистора с биполярным, схемы с обратной связью, интегральные усилители с полевыми транзисторами. Приведены практические схемы усилителей и формулы для инженерного расчета.

Предназначена для инженеров, разрабатывающих радиоэлектронную аппаратуру, а также для студентов и аспирантов.

**У**  $\frac{30407-018}{046(01)-80}$  38—80 2403000000

**ББК 32.846.2**

**6Ф0.3**

**ИБ № 205**

**Валерий Михайлович Немчинов  
Валентин Григорьевич Никитаев  
Михаил Андреевич Ожогин  
Всеволод Владимирович Ляхович**

**Усилители  
с полевыми транзисторами**

**Редактор И. М. Волкова  
Художественный редактор Н. А. Игнатьев  
Переплет художника В. В. Кухты  
Технический редактор Т. Н. Зыкина  
Корректор Л. С. Глаголева**

Сдано в набор 29.08 79. Подписано в печать 18.12.79. Т-21624 Формат 84×108<sup>1</sup>/<sub>32</sub>  
Бумага машиномелованная. Гарнитура литер. Печать высокая Объем 10,08  
усл. печ. л. 10,59, уч.-изд. л. Тираж 30 000 экз. Зак. 273. Цена 55 к

Издательство «Советское радио», Москва, Главпочтамт, а/я 693  
Московская типография № 10 «Союзполиграфпрома» Государственного  
комитета СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли.  
Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

55 к.

