

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ  
МИРЭА – РОССИЙСКИЙ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

---

**В.П. БАБЕНКО, В.К. БИТЮКОВ**

**ЛИНЕЙНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ  
НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА**

УЧЕБНОЕ ПОСОБИЕ

Москва 2018

УДК 621.387.322.323.2(075)

ББК 31.264.7я73

Б12

*Печатается по решению редакционно-издательского совета РТУ МИРЭА*

*Рецензенты:*

Кириллов Владимир Юрьевич, доктор технических наук профессор,  
Московский авиационный институт (Национальный исследовательский университет).

Кропотов Юрий Анатольевич, доктор технических наук профессор, Муромский  
институт (филиал) «Владимирский государственный университет имени Александра  
Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых».

Б12      Линейные стабилизаторы напряжения и тока: учебное пособие.  
Бабенко В.П., Битюков В.К. – М.: МИРЭА – Российский технологический  
университет, 2018. – 148 с.

ISBN 978-5-7339-1478-7

В учебном пособии изложены принципы построения линейных стабилизаторов напряжения и тока. Приведены методики расчета основных элементов и базовых схем параметрических и компенсационных стабилизаторов на дискретных компонентах и в интегральном исполнении. Даны примеры расчета устройств с использованием электрорадиоэлементов отечественных и зарубежных производителей. Рассмотрены вопросы обеспечения температурной стабилизации и элементов защиты стабилизатора в нештатных ситуациях.

Учебное пособие предназначено для студентов, обучающихся по направлениям бакалавриата (11.03.01 Радиотехника, 11.03.02 Инфокоммуникационные технологии и системы связи, 11.03.03 Конструирование и технология электронных средств), магистратуры (11.04.01 Радиотехника), а также по специальности 11.05.01 Радиоэлектронные системы и комплексы, для углубленного изучения дисциплин «Источники вторичного электропитания» и «Физические основы преобразовательной техники».

УДК 621.387.322.323.2(075)

ББК 31.264.7я73

ISBN 978-5-7339-1478-7

© Бабенко В.П., Битюков В.К., 2018

© МИРЭА – Российский технологический  
университет, 2018

# ОГЛАВЛЕНИЕ

<b>ВВЕДЕНИЕ</b>	<b>4</b>
<b>1. ЛИНЕЙНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПЯЖЕНИЯ И ТОКА</b>	<b>9</b>
1.1. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ СТАБИЛИЗАТОРОВ НАПЯЖЕНИЯ	14
1.2. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ	17
<b>2. ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА СТАБИЛИЗАТОРОВ НАПЯЖЕНИЯ И ТОКА</b>	<b>18</b>
2.1. СТАБИЛИТРОНЫ И СТАБИСТОРЫ	22
2.2. БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ	31
2.2.1. Схема включения транзистора с ОЭ	40
2.2.2. Системы параметров биполярного транзистора	44
2.2.3. Мощные биполярные транзисторы	50
2.2.4. Составной транзистор	53
2.3. ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ	55
2.3.1. Полевые транзисторы с управляющим р-п переходом	56
2.3.2. Полевые транзисторы с встроенным каналом	62
2.3.3. Полевые транзисторы с индуцированным каналом	66
2.3.4. Силовые MOSFET	70
2.4. КОМБИНИРОВАННЫЕ БИПОЛЯРНО-ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ IGBT	77
2.5. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ	81
<b>3. ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ</b>	<b>82</b>
3.1. ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПЯЖЕНИЯ	82
3.1.1. Пример расчета параметрического стабилизатора	86
3.1.2. Параметрические стабилизаторы с улучшенными характеристиками	88
3.2. ИСТОЧНИКИ ОПОРНОГО НАПЯЖЕНИЯ	94
3.3. СТАБИЛИТРОННЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ	96
3.4. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ	101
<b>4. КОМПЕНСАЦИОННЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПЯЖЕНИЯ</b>	<b>102</b>
4.1. ПАРАМЕТРЫ КОМПЕНСАЦИОННЫХ СТАБИЛИЗАТОРОВ НАПЯЖЕНИЯ	106
4.2. СХЕМОТЕХНИКА КОМПЕНСАЦИОННЫХ СТАБИЛИЗАТОРОВ НАПЯЖЕНИЯ	107
4.3. ИНТЕГРАЛЬНЫЙ ЛИНЕЙНЫЙ СТАБИЛИЗАТОР НАПЯЖЕНИЯ	110
4.4. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ	115
<b>5. СТАБИЛИЗАТОРЫ ТОКА</b>	<b>117</b>
5.1. ПАРАМЕТРЫ СТАБИЛИЗАТОРОВ ТОКА	118
5.2. ИНТЕГРАЛЬНЫЙ СТАБИЛИТОК	123
5.3. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ	127
<b>6. ТРЕХВЫВОДНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПЯЖЕНИЯ</b>	<b>128</b>
6.1. СХЕМЫ С РЕГУЛИРУЕМЫМ НАПЯЖЕНИЕМ	130
6.3. СХЕМЫ С ПОВЫШЕННЫМ ВЫХОДНЫМ ТОКОМ	132
6.3. СХЕМЫ С ПЛАВНЫМ НАРАСТАНИЕМ ВЫХОДНОГО НАПЯЖЕНИЯ	133
6.4. СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ ДВУПОЛЯРНОГО СТАБИЛИЗАТОРА НАПЯЖЕНИЯ	135
6.5. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ	135
<b>7. LDO СТАБИЛИЗАТОРЫ</b>	<b>137</b>
7.1. LDO СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПЯЖЕНИЯ НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ	140
7.2. LDO СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПЯЖЕНИЯ НА MOSFET	142
7.3. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ	144
<b>ЗАКЛЮЧЕНИЕ</b>	<b>145</b>
<b>ЛИТЕРАТУРА</b>	<b>146</b>

## ВВЕДЕНИЕ

Линейные стабилизаторы напряжения и тока являются популярными и широко распространенными устройствами радиоэлектронных средств. Ни одно радиоэлектронное устройство, неважно на каких элементах оно выполнено, не обходится без стабильных источников вторичного электропитания (ИВЭ) постоянного тока. У простейших нестабилизированных ИВЭ напряжение на выходе зависит от множества дестабилизирующих факторов, таких как ток нагрузки, температуры токонагруженных элементов устройства и окружающей среды, напряжения и частоты питающей сети и зачастую не удовлетворяет нормальным требованиям эксплуатации радиоэлектронного устройства. Поэтому в состав ИВЭ обычно входят стабилизаторы, поддерживающие выходное напряжение и/или ток в заданных узких пределах, несмотря на изменение в широких пределах входного напряжения и тока нагрузки.

Чаще всего линейный стабилизатор представляет собой устройство, по структуре представляющее собой управляемый делитель напряжения. Нестабильное напряжение с первичного выпрямителя или преобразователя подаётся на вход. Стабилизация выходного напряжения осуществляется путём изменения сопротивления регулирующего элемента (РЭ) одного из плеч делителя таким образом, чтобы напряжение на выходе стабилизатора находилось в установленных пределах. Регулирующим элементом стабилизаторов напряжения обычно является полупроводниковый компонент: транзистор биполярный либо полевой, стабилитрон, стабистор. Стабилизатор называют линейным (непрерывным), если РЭ управляется аналоговым, плавно изменяющимся сигналом, или импульсным (ключевым) - если РЭ представляет собой ключ, управляемый импульсным сигналом.

Линейные стабилизаторы построены по принципам аналоговой схемотехники. Поэтому иногда встречается термин аналоговый стабилизатор, но утвердилось более общепринятое название линейный.

По принципу стабилизации линейные стабилизаторы делятся на параметрические и компенсационные.

Стабилизация напряжения или тока в параметрических стабилизаторах выполняется на элементах с нелинейной вольт-амперной характеристикой (ВАХ) (стабилитроны, стабисторы, биполярные и полевые транзисторы). Область применения параметрических стабилизаторов - маломощные цепи с небольшим током нагрузки, источники опорного (эталонного) напряжения.

Компенсационные стабилизаторы имеют структуру системы автоматического регулирования, содержащую регулирующий элемент и управляющую схему автоматического регулирования с цепью отрицательной обратной связи (ООС). При изменении входного напряжения, или изменения потребляемого нагрузкой тока, схема регулирования сравнивает выходное напряжение с некоторым опорным напряжением, формирует и усиливает разностный сигнал (сигнал ошибки), который уменьшает или увеличивает сопротивление РЭ, стабилизируя напряжение или ток на выходе. В компенсационных стабилизаторах напряжения сигнал ООС является функцией выходного напряжения, а в стабилизаторах тока – функцией выходного тока.

В зависимости от структуры стабилизатора РЭ может быть включен параллельно или последовательно с нагрузкой, что, соответственно, отражается в названии прибора – параллельные или последовательные стабилизаторы.

Большое разнообразие компенсационных стабилизаторов обусловлено режимом работы РЭ и схемы автоматического регулирования, что, соответственно, позволяет классифицировать стабилизаторы на непрерывные (линейные), импульсные, непрерывно-импульсные.

Как и в других областях электроники, при производстве стабилизаторов тоже существуют тенденции использовать преимущества интегральной технологии. Интегральные схемы (ИС) увеличивают надежность работы, способствуют снижению стоимости, улучшают энергетические характеристики. По объему выпуска и разнообразию номенклатуры линейные интегральные стабилизаторы наряду с операционными усилителями (ОУ) уверенно удерживают лидирующее положение среди аналоговых интегральных схем.

Стабилизаторы в интегральном исполнении появились позднее, чем подобные аналоговые или цифровые интегральные компоненты. Связано это с тем, что в интегральных стабилизаторах на одном кристалле с аналоговой схемой управления должны быть расположены силовые транзисторы, рассеивающие значительную энергию, вызывая тем самым нагрев кристалла. Это резко ухудшает стабильность узлов схемы управления, таких как источник опорного напряжения и дифференциальный каскад усилителя рассогласования. В 1967 году, с опозданием на десятилетие, была разработана первая монолитная ИС стабилизатора напряжения ( $\mu A723$ ) (отечественный аналог КР142ЕН14). В состав ИС входил регулирующий транзистор, источник опорного напряжения с температурной компенсацией, усилитель

рассогласования между выходным напряжением и опорным. Схема, разработанная Робертом Видларом (США), оказалась удачной и выпускается до сих пор.

В учебном пособии сделана попытка изложить в достаточном объеме информацию о принципах работы и основных технических характеристиках базовых схем стабилизаторов напряжения и тока, а также на практических примерах представить основные аспекты этапов их расчета и конструирования.

С этой целью материал пособия разбит на 7 глав.

В первой и второй главах представлена классификация элементной базы силовых регулирующих элементов, необходимая для более полного понимания читателем содержания последующих глав. Рассмотрены особенности структуры мощных биполярных транзисторов, полевых транзисторов (MOSFET), а также комбинированных биполярно-полевых (IGBT) транзисторов, их параметры и характеристики. Завершает главу раздел, посвященный особенностям управления регулирующими элементами на MOSFET и IGBT.

В третьей главе в достаточно сжатом виде, с минимальным использованием математических выкладок и формул рассмотрены принципы работы структура и схемные решения основных, наиболее распространенных параметрических стабилизаторов напряжения и тока и их элементная база. Прежде всего, это нелинейные элементы, используемые в подобных устройствах - стабилитроны и стабисторы, их параметры и характеристики. Рассмотрены факторы, ответственные за температурную стабильность полупроводниковых приборов и схемотехника приборов с улучшенными температурными характеристиками.

В рамках отдельного параграфа рассмотрены структуры, схемотехника стабилитронных интегральных схем и ИС источников опорного напряжения.

Четвертая и пятая главы являются основными по насыщенности информационным материалом и посвящены анализу работы компенсационных стабилизаторов напряжения и тока различной топологии, детально рассмотрена схемотехника типовых структур стабилизаторов и приведены апробированные на практике, детализированные электрические схемы их включения в составе различных устройств. Представлены результаты анализа схемотехнических решений важнейших составных узлов и блоков:

- источников опорного напряжения на биполярных и полевых транзисторах;
- регулирующих элементов стабилизаторов напряжения и тока;

- узлы электронной защиты стабилизаторов от превышения входного напряжения;
- устройство защиты от превышения допустимой температуры;
- устройство защиты от превышения выходного тока и короткого замыкания в нагрузке.

Отдельный раздел посвящен схемотехнике линейных стабилизаторов на операционных усилителях с анализом их преимуществ и недостатков. Для более глубокого понимания принципов работы стабилизаторов напряжения и схемотехники устройств в интегральном исполнении помимо схем на основе ОУ рассмотрены схемные решения устройств на транзисторах.

В четвертой главе в сжатом, конспективном виде представлены описания соответствующих конкретных микросхем и их электрических схем включения, практические рекомендации по выбору необходимых внешних навесных элементов, позволяющих адаптировать их работу применительно к конкретным условиям эксплуатации.

В связи с широким использованием светодиодов, особенно в задачах светотехники, развилась соответствующая элементная база стабилизаторов тока. В последнее время появились простые надежные интегральные стабилизаторы тока в виде электронных компонентов в дешевых двух – трехвыводных корпусах, внешне похожие на стабилитрон. Название этих компонент еще не устоялось. Иногда их называют диодным стабилизатором тока (по сходству с диодом условного изображения на электрических схемах) или по аналогии со стабилитроном - стабилитоком. Схемотехнике стабилизаторов тока на дискретных элементах и интегральном исполнении отведена пятая глава.

Дешевые, с минимальным количеством внешних компонентов при включении, стабилизаторы с фиксированным выходным напряжением (так называемые трехвыводные стабилизаторы), приобрели большую популярность. Используя комбинацию простых трехвыводных стабилизаторов и дополнительных внешних транзисторов можно расширить их возможности по выходному току и напряжению, обеспечить плавную регулировку выходного напряжения. Схемотехника включения подобных устройств содержится в шестой главе.

Седьмая глава посвящена рассмотрению линейных стабилизаторов с малым падением напряжения на регулирующем транзисторе LDO (Low Drop Out), которые при высоком качестве выходных параметров обладают высоким

КПД. Рассмотрены достоинства и недостатки микросхем LDO, а также схемы включения и области применения. Эти знания всегда важны разработчику для правильного выбора микросхемы, предназначенной для работы в конкретных, заданных разработчику прибора условиях эксплуатации.

Пособие дает систематическое изложение предмета с позиций классических схемных решений с минимальным теоретическим материалом, достаточным для понимания принципов работы и формирования навыков инженерного проектирования ИВЭ для РЭС.

Пособие написано по курсу лекций, читаемых авторами в Институте радиотехнических и телекоммуникационных систем ФГБОУ ВО «МИРЭА-Российский технологический университет», но может быть рекомендовано также для студентов других подразделений университета.



# 1. ЛИНЕЙНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА

Для питания практически любой электронной аппаратуры требуется один или нескольких стабильных источников постоянного тока, к которым предъявляются определенные требования, среди которых важнейшими являются стабильность напряжения и/или тока на выходе, низкий уровень пульсаций и др.

У простых нерегулируемых трансформаторных ИВЭ, выходное напряжение зависит от многих факторов, в том числе нестабильности тока нагрузки и напряжения в сети. Обычно для нормального функционирования аппаратуры РЭС требования к качеству источника вторичного электропитания предъявляются достаточно высокие, которые могут быть улучшены с помощью стабилизаторов. Стабилизатор обеспечивает автоматическое поддержание (стабилизацию) напряжения и/или тока на стороне нагрузки с заданной точностью и поэтому является неотъемлемой частью практически всех источников вторичного электропитания радиоэлектронных средств.

Отличие устройств, стабилизирующих ток, от устройств, стабилизирующих напряжение, заключается в следующем:

- в стабилизаторах напряжения динамическое (выходное) сопротивление стабилизатора  $R_{\text{вых}}$  столь мало (в пределе  $R_{\text{вых}} \rightarrow 0$ ), что напряжение на выходе стабилизатора практически не зависит от сопротивления нагрузки;
- в стабилизаторах тока наоборот выходное сопротивление столь велико (в пределе  $R_{\text{вых}} \rightarrow \infty$ ), что ток на выходе определяется только выходным сопротивлением и не зависит от сопротивления нагрузки.

Принцип работы, да зачастую и схемотехника, стабилизаторов напряжения и тока одинаковы. Практически одно и то же устройство может выполнять функции стабилизатора напряжения или тока. И трудности создания интегральных стабилизаторов напряжения и тока те же: силовые транзисторы, на которых рассеивается значительная мощность и выделяется тепло, расположены на одном кристалле с прецизионным узлом управления, что усложняют обеспечение температурной стабильности устройства.

Структурно линейные стабилизаторы напряжения и тока используют принцип делителя напряжения или тока, на вход которого подаётся нестабильное входное напряжение, а одно из плеч делителя является нагрузкой,

на котором поддерживается стабильным ток или напряжение. Автоматическая подстройка сопротивления регулирующего элемента РЭ, включенного параллельно или последовательно с нагрузкой, стабилизирует ток или напряжение на нагрузке.

С точки зрения пользователя линейный стабилизатор представляет простое устройство с малым количеством деталей, высоким качеством стабилизации, низким уровнем помех. Однако при существенной разнице входного и выходного напряжения значительная часть входной мощности, подаваемой на линейный стабилизатор, переходит в тепло и выделяется на сопротивлении РЭ, что приводит к сравнительно невысокому КПД.

По принципу стабилизации линейные стабилизаторы напряжения и тока условно можно разделить на параметрические (ПСН и ПСТ) и на компенсационные стабилизаторы (КСН и КСТ). В параметрических стабилизаторах напряжения в качестве РЭ используются полупроводниковые приборы с нелинейной вольтамперной характеристикой (стабилитроны, стабилитроны, биполярные и полевые транзисторы и др.) и стабилизация выходного напряжения или тока нагрузки осуществляется за счет нелинейности их ВАХ.

У компенсационных стабилизаторов стабилизация выходного напряжения или тока нагрузки осуществляется за счет изменения сопротивления регулирующего элемента, ток через который управляется сигналом обратной связи со стороны нагрузки. Таким образом, компенсационные стабилизаторы представляют собой классическую систему автоматического регулирования с отрицательной обратной связью. В компенсационных стабилизаторах напряжения сигнал обратной связи является функцией выходного напряжения. В компенсационных стабилизаторах тока сигнал ООС является функцией тока нагрузки.

На рис. 1.1 представлена примерная классификация разновидностей линейных стабилизаторов постоянного напряжения и тока, используемых в источниках вторичного электропитания [1...3, 11].

Параметрические стабилизаторы просты, используют малое количество элементов, имеют низкий уровень пульсаций и шумов. Они применяются при малых выходных токах, изменяющихся в небольших пределах. Уровень и качество стабилизации выходного напряжения и тока практически целиком определяется параметрами нелинейного элемента.

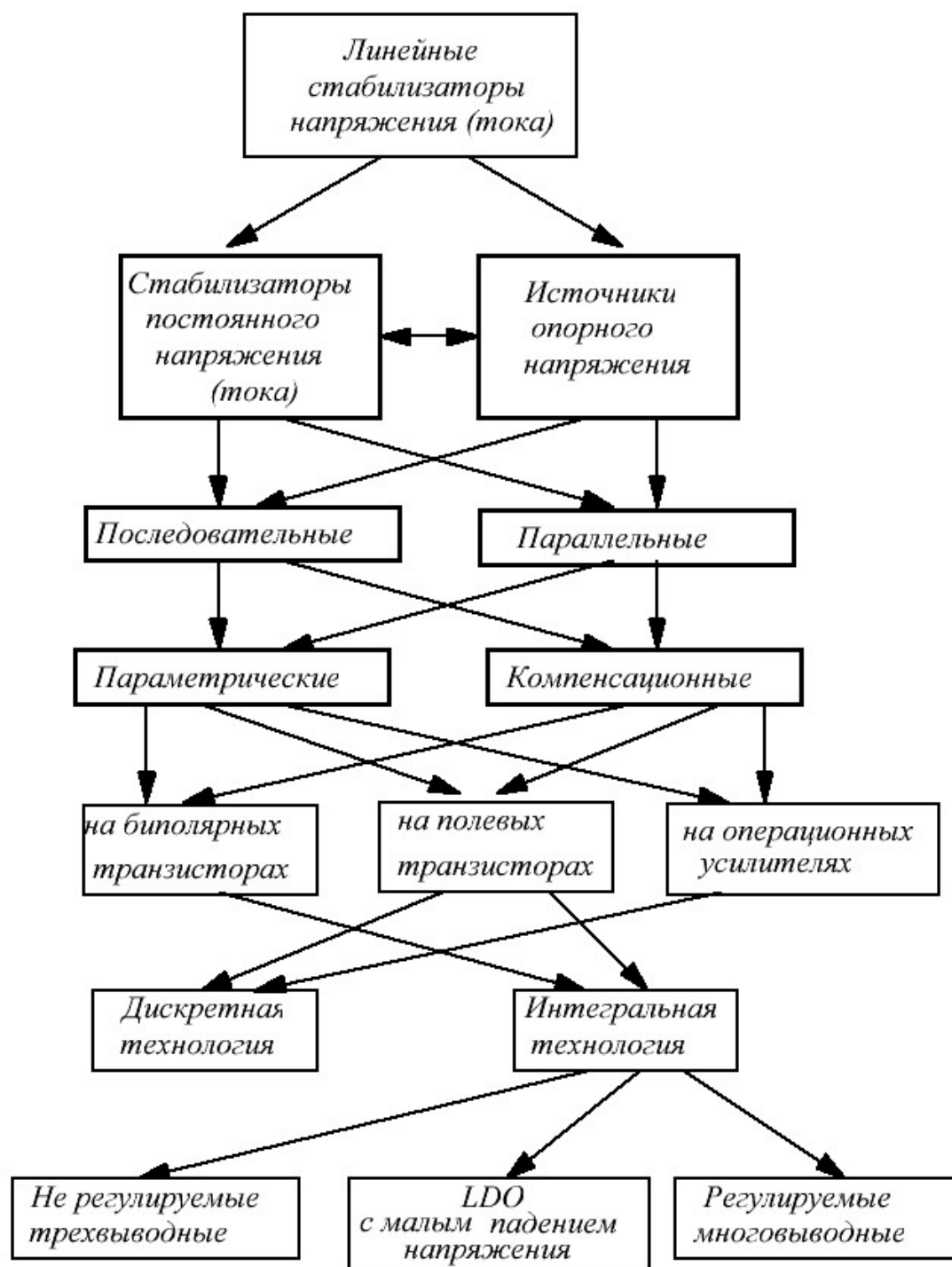


Рис. 1.1. Классификация линейных стабилизаторов напряжения и тока

Значительные потери мощности в нелинейном элементе и гасящем резисторе, характерные для параметрических стабилизаторов, являются причиной относительно не высокого КПД.

Компенсационные стабилизаторы имеют более широкую область применения и обладают лучшими характеристиками, чем параметрические

стабилизаторы. В состав компенсационного стабилизатора обязательно входит некоторый регулирующий элемент РЭ, включенный последовательно или параллельно с нагрузкой, которым и осуществляется компенсация изменений выходного напряжения или тока.

Как параметрические, так и компенсационные стабилизаторы могут иметь структуру с параллельным включением РЭ (параллельные стабилизаторы) и с последовательным - (последовательные стабилизаторы). При воздействии входных дестабилизирующих факторов, таких как нестабильность входного напряжения и тока, потребляемого нагрузкой, стабилизация выходных параметров устройства достигается за счет автоматического регулирования тока в нагрузке РЭ в зависимости от текущих значений напряжения и тока нагрузки.

Обычно РЭ выполняется на биполярных и полевых транзисторах, что позволяет малым управляющим сигналом, подаваемым на вход РЭ, регулировать значительные токи в нагрузке.

Важным элементом компенсационного стабилизатора, от которого зачастую зависят стабилизирующие свойства всего устройства, является источник эталонного (опорного) напряжения, с которым сравнивается выходное напряжение и разностным сигналом подстраивается регулирующий элемент РЭ. Требования к источнику опорного напряжения по температурной стабильности столь высоки, что эти устройства имеют свою особую схемотехнику, могут выполняться как отдельный интегральный компонент или входить в состав стабилизатора, иметь схемотехнику как на дискретных компонентах, так в интегральном исполнении.

Параллельный стабилизатор можно представить компенсационным аналогом параметрического стабилизатора из резистора и стабилитрона, в котором роль стабилитрона выполняет регулирующий транзистор, а цепь ООС по выходному напряжению позволяет получить большой коэффициент стабилизации и меньшее выходное сопротивление.

Достоинства параллельного компенсационного стабилизатора следующие:

- ток, потребляемый от входного источника питания, не изменяется в процессе работы стабилизатора, что благоприятно сказывается на уровне излучаемых помех и способствует высокому быстродействию стабилизатора;
- не боится короткого замыкания нагрузки и не требует защиты от короткого замыкания;

К недостаткам параллельных стабилизаторов следует отнести следующее:

- для его работы необходимо чтобы входное напряжение значительно превышало напряжение на выходе стабилизатора;
- имеют меньший КПД.

Параллельные стабилизаторы применяются реже, чем последовательные, как правило, в маломощных устройствах при небольшом токе нагрузки.

Последовательные стабилизаторы, в отличие от параллельных, обычно используются для стабилизации повышенных напряжений и токов. Но они чувствительны к перегрузке по току в нагрузке, требуют обязательной защиты от короткого замыкания выходной цепи.

Компенсационные стабилизаторы напряжения независимо от структуры параллельной или последовательной, за счет наличия отрицательной обратной связи по напряжению, имеют меньшее выходное сопротивление по сравнению с параметрическими стабилизаторами, и, следовательно, лучшие стабилизирующие свойства.

Общей проблемой линейных стабилизаторов оказывается невысокий КПД, особенно в случае, когда входное напряжение меняется в широких пределах. При этом на балластном сопротивлении или регулирующем транзисторе, работающем в непрерывном режиме и являющимся активным своеобразным гасящим резистором, рассеивается значительная мощность.

Коэффициент полезного действия стабилизаторов повышается, если регулирующий элемент работает в ключевом (импульсном) режиме. При этом как при открытом, так и при закрытом ключе на регулирующем элементе рассеивается в виде тепла незначительная мощность. Как правило, основной источник тепловыделения на РЭ обусловлен большим током и напряжением на ключе в течение короткого времени переключения. Стабилизация выходного напряжения или тока осуществляется с помощью изменения продолжительности открытого состояния РЭ (ключа) и частоты переключения. Увеличение частоты переключения в тысячи - десятки тысяч раз (вместо 50 Гц), приводит к соответствующему уменьшению массы и габаритов трансформаторов и конденсаторов сглаживающего фильтра. Но при повышении частоты коммутации РЭ растут потери на ключе, снижается КПД всего устройства. Оптимальная частота переключения обусловлена в значительной степени характеристиками ключевых транзисторов и на сегодняшний день составляет сотни кГц.

Тема импульсных стабилизаторов выходит за рамки данного учебного пособия и требует отдельного рассмотрения. Но для понимания роли линейных стабилизаторов необходимо сказать несколько слов по затронутой теме.

Все разнообразие схем импульсных стабилизаторов можно разделить по способу временного управления регулирующим силовым транзистором:

- широтно-импульсная модуляция (ШИМ);
- частотно-импульсная модуляция (ЧИМ);
- двухпозиционная (релейная) модуляция (ДПМ).

Частота переключения (преобразования)  $f_{пр}$  транзистора, выполняющего роль регулирующего элемента, составляет от сотен кГц до единиц МГц, что приводит к практически пропорциональному уменьшению массогабаритных характеристик компонентов ИВЭ.

Несомненными достоинствами импульсного стабилизатора являются:

- высокий КПД, особенно при работе в большом диапазоне входных напряжений;
- малые габариты и масса, высокая удельная мощность;
- принципиальная возможность иметь гальваническую развязку входных и выходных цепей.

Недостатки:

- наличие импульсных помех во входной и выходной цепях;
- более высокая нестабильность выходного напряжения при изменении входного напряжения и тока нагрузки;
- более длительные переходные процессы (большее время восстановления выходного напряжения после скачкообразного изменения входного напряжения или тока нагрузки).

Применение того или иного вида стабилизатора напряжения и/или тока в ИВЭ в значительной степени определяется характером его нагрузки и требованиями, предъявляемыми к стабильности выходного напряжения и/или тока.

### **1.1. Основные параметры стабилизаторов напряжения**

Для описания свойств стабилизаторов напряжения и тока используется комплексный набор параметров [1, 2, 20]:

- электрические характеристики (качество стабилизации);
- энергетические характеристики (энергетическая эффективность);
- массогабаритные.

## Электрические параметры.

*Коэффициент стабилизации по напряжению*  $K_{ст U}$  показывает во сколько раз относительное изменение напряжения на входе стабилизатора больше относительного изменения напряжения на выходе

$$K_{ст U} = \frac{\Delta U_{вх}/U_{вх}}{\Delta U_{вых}/U_{вых}} = \frac{\Delta U_{вх} \cdot U_{вых}}{U_{вх} \cdot \Delta U_{вых}} = \frac{\Delta U_{вх}}{\Delta U_{вых}} \cdot \lambda, \quad (1.1)$$

где  $U_{вх}$  и  $U_{вых}$  – входное и выходное напряжения;  $\Delta U_{вых}$  – приращение выходного напряжения, обусловленное изменением напряжения  $\Delta U_{вх}$  на входе;  $\lambda = U_{вых}/U_{вх}$  – коэффициент передачи напряжения с входа на выход.

Коэффициент стабилизации является безразмерной величиной и обычно его численное значение существенно больше единицы, то есть  $K_{ст U} \gg 1$ . Чем больше коэффициент стабилизации, тем меньше изменяется выходное напряжение при изменении входного, тем лучше качество стабилизатора. У простейших стабилизаторов величина  $K_{ст U}$  составляет единицы, а у более сложных — сотни и тысячи.

Иногда используется альтернативный параметр *коэффициент неустойчивости по напряжению*  $K_{нст U}$ , который определяется как относительное изменение выходного напряжения к номинальному выходному напряжению  $U_{вых ном}$  при изменении входного напряжения  $U_{вх}$  в заданном диапазоне.

$$K_{нст U} = \frac{\Delta U_{вых}}{U_{вых ном}} \cdot 100\%. \quad (1.2)$$

Обычно  $K_{нст U} \ll 1$ . Чем меньше коэффициент неустойчивости напряжения, тем лучше качество стабилизатора.

*Коэффициент неустойчивости напряжения*  $K_{нст I}$  на выходе стабилизатора при изменении тока нагрузки является параметром, который определяется как относительное изменение выходного напряжения к номинальному выходному напряжению при изменении выходного тока в заданном диапазоне

$$K_{нст I} = \frac{\Delta U_{вых}}{U_{вых ном}} \cdot 100 \%. \quad (1.3)$$

Обычно  $K_{нст I} \ll 1$ . Чем меньше его величина, тем лучше качество стабилизатора.

*Выходное (динамическое) сопротивление*  $r_{вых}$  показывает изменение напряжения на выходе стабилизатора к вызвавшему его изменению тока нагрузки при постоянном входном напряжении

$$r_{\text{ВЫХ}} = \left. \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{\Delta I_{\text{ВЫХ}}} \right| \text{ при } U_{\text{ВХ}} = \text{const.} \quad (1.4)$$

Чем меньше выходное сопротивление  $r_{\text{ВЫХ}}$ , тем лучше качество стабилизатора. В современных ИВЭ выходное сопротивление составляет  $r_{\text{ВЫХ}} = 10^{-1}$  до  $10^{-3}$  Ом и менее. Зная внутреннее сопротивление стабилизатора, можно определить изменение выходного напряжения при изменении тока нагрузки.

Коэффициент подавления (сглаживания) пульсаций  $K_{\Pi}$  определяется как отношение амплитуды пульсаций на входе  $\Delta U_{\Pi \text{ ВХ}}$  стабилизатора к амплитуде пульсаций на его выходе  $\Delta U_{\Pi \text{ ВЫХ}}$

$$K_{\Pi} = \frac{\Delta U_{\Pi \text{ ВХ}}}{U_{\Pi \text{ ВЫХ}}} \cdot \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{\Delta U_{\Pi \text{ ВХ}}}{\Delta U_{\Pi \text{ ВЫХ}}} \cdot \lambda, \quad (1.5)$$

где  $\lambda = U_{\text{ВЫХ}}/U_{\text{ВХ}}$ , как и ранее, коэффициент передачи напряжения с входа на выход.

Коэффициент сглаживания пульсаций  $K_{\Pi}$  является безразмерной величиной, которая значительно больше единицы, то есть  $K_{\Pi} \gg 1$ . Чем больше его величина, тем лучше качество стабилизатора.

Для большинства стабилизаторов коэффициент подавления пульсаций примерно равен коэффициенту стабилизации  $K_{\Pi} = K_{\text{СТ } U}$ .

Температурный коэффициент напряжения  $\varepsilon$  (ТКН) показывает приращение выходного напряжения  $\Delta U_{\text{ВЫХ}}$  при изменении температуры окружающей среды  $\Delta t_{\text{окр}}$  при неизменном входном напряжении и токе нагрузки

$$\varepsilon = \left. \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{\Delta t_{\text{окр}}} \right| \text{ при } U_{\text{ВХ}}, I_{\text{ВХ}} = \text{const.} \quad (1.6)$$

ТКН имеет размерность В/К. Чем меньше его величина, тем меньше влияние температуры на выходное напряжение.

### **Энергетические параметры.**

Коэффициент полезного действия  $\eta$  показывает долю активной мощности  $P_{\text{ВЫХ}}$ , отдаваемой в нагрузку, к активной мощности  $P_{\text{ВХ}}$ , потребляемой стабилизатором от входного источника

$$\eta = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\text{ВХ}}}.$$

Коэффициент полезного действия является безразмерной величиной, численное значение которой меньше единицы. Чем ближе  $\eta$  к единице, тем



выше энергетическая эффективность стабилизатора, тем меньше тепловые потери при стабилизации. Часто  $\eta$  измеряется в %.

*Мощность  $P_{РЭ}$ , рассеиваемая на регулирующем элементе*

$$P_{РЭ} = U_{РЭ} \cdot I_H = (U_{ВХ} - U_{ВЫХ}) \cdot I_H, \text{ Вт.}$$

**Массогабаритные параметры.**

$$\text{Удельный объем} = \frac{P_{ВЫХ}}{V_{СТ}}, \text{ Вт/дм}^3;$$

$$\text{Удельная масса} = \frac{P_{ВЫХ}}{G_{СТ}}, \text{ Вт/кг,}$$

где  $V_{СТ}$  и  $G_{СТ}$  - объем и масса стабилизатора.

## 1.2. Контрольные вопросы

1. Что такое коэффициент стабилизации?
2. Параметрические стабилизаторы. Назовите достоинства, недостатки, область их применения.
3. Компенсационные стабилизаторы. Назовите достоинства, недостатки, область их применения.
4. Что такое коэффициент сглаживания пульсаций?
5. Какие функции выполняет операционный усилитель в схеме компенсационного стабилизатора?
6. Поясните особенности структуры последовательного и параллельного стабилизатора напряжения.
7. Назовите дестабилизирующие факторы, влияющие на стабильность выходного напряжения стабилизатора.
8. Назовите области применения прецизионных стабилизаторов напряжения.
9. Можно ли для увеличения мощности в нагрузке включать параллельно однотипные стабилизаторы напряжения?
10. Можно ли для увеличения тока в нагрузке включать параллельно однотипные стабилизаторы тока?

## 2. ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА СТАБИЛИЗАТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА

Исторически в стабилизаторах напряжения и тока широко используется практически весь ассортимент выпускаемых промышленностью биполярных и полевых транзисторов. Функции их разнообразны. Они могут выполнять усиление мощности сигналов, использоваться в устройствах, обеспечивающих генерацию сигналов прямоугольной и синусоидальной формы. Транзистор является нелинейным усилительным прибором, поэтому при схемотехническом анализе процессов в радиоэлектронных устройствах используется достаточно большое число параметров транзистора. Выбор типа транзистора для решения конкретной задачи является достаточно ответственным шагом. Поэтому крайне важно уметь правильно оценивать основные параметры выбранного транзистора относительно требований, предъявляемых к разрабатываемому устройству в целом.

В зависимости от принципа действия и конструктивных признаков транзисторы подразделяются на два больших класса: биполярные и полевые.

После появления первых биполярных транзисторов (50-е годы прошлого века) за прошедшие десятилетия было разработано множество разновидностей и технологий биполярных и полевых транзисторов, позволяющих получать приборы с самыми разнообразными свойствами и параметрами. Непрерывно совершенствуются технологии производства. Для полевых транзисторов зачастую используются более совершенные технологии, превосходящие аналогичные технологии, необходимые для производства биполярных приборов.

Биполярные транзисторы БТ (международный термин – BJT, Bipolar Junction Transistor) представляют собой трехвыводный полупроводниковый прибор, в котором ток в цепи одного электрода управляет основным током в цепи между двумя другими электродами. При этом проводимость цепи основного тока обусловлена переносом одновременно основных и неосновных носителей заряда, что подчеркивается в названии транзистора – биполярный транзистор.

В транзисторах *n-p-n* типа ток через транзистор обусловлен преимущественно отрицательными носителями заряда - электронами, а в транзисторах *p-n-p* - преимущественно положительными зарядами – дырками.

Униполярные транзисторы (с одним типом носителей), еще их называют полевыми транзисторами (ПТ) (международный термин – FET, Field Effect Transistor) представляют собой тоже трехвыводное устройство, в котором ток через транзистор (канал) управляется напряжением, приложенным между управляющим электродом и затвором. Поскольку проводимость тока через канал транзистора обусловлена лишь одним видом носителей заряда, то полевой транзистор может быть либо *n*-канальным, либо *p*-канальным.

Полевые транзисторы, в свою очередь, делятся на транзисторы с управляющим *p-n*-переходом (JFET - Junction FET) и с изолированным затвором (MOSFET – Metal Oxide Semiconductor FET). На принципиальных электрических схемах транзистор помечается символом VT. В международных обозначениях используется символ Q.

Современная промышленность предлагает достаточно широкий набор типов транзисторов [3]. На рис. 2.1 приведены условные графические обозначения (УГО) транзисторов, которые наиболее часто используются в источниках вторичного электропитания. УГО биполярных транзисторов в электрических схемах приведено на рис. 2.1 *а, б*. Короткая черточка с линией-выводом от середины символизирует базу, две наклонные линии, проведенные к ней под углом 60°, — эмиттер и коллектор. Об электропроводности базы судят по символу эмиттера: если его стрелка направлена к базе (рис. 2.1, *а*), то это означает, эмиттер имеет электропроводность типа *p*, а база - типа *n* (транзистор типа *p-n-p*). Если же стрелка направлена в противоположную сторону (рис. 2.1, *б*), то электропроводность эмиттера и базы — обратная (транзистор соответственно типа *n-p-n*). Поскольку электропроводность коллектора та же, что и эмиттера, стрелку на символе коллектора не изображают. Знать электропроводность эмиттера, базы и коллектора необходимо для того, чтобы правильно подключить транзистор к источнику питания.

У полевых транзисторов ток через транзистор (канал) управляется электрическим полем, приложенным к управляющему электроду – затвору. Что и отражено в названии – полевой. Их объединяет общий признак - большое входное сопротивление. Как правило, они, как и все транзисторы, имеют три вывода. Исток - вывод транзистора, поставляющего в канал основные носители заряда. Сток - вывод, который собирает носители заряда из канала. Затвор - вывод, на который подается управляющее напряжение относительно истока или стока. В УГО полевых транзисторов на принципиальных схемах стрелка направлена к каналу (*n*-тип) или от канала (*p*-тип).

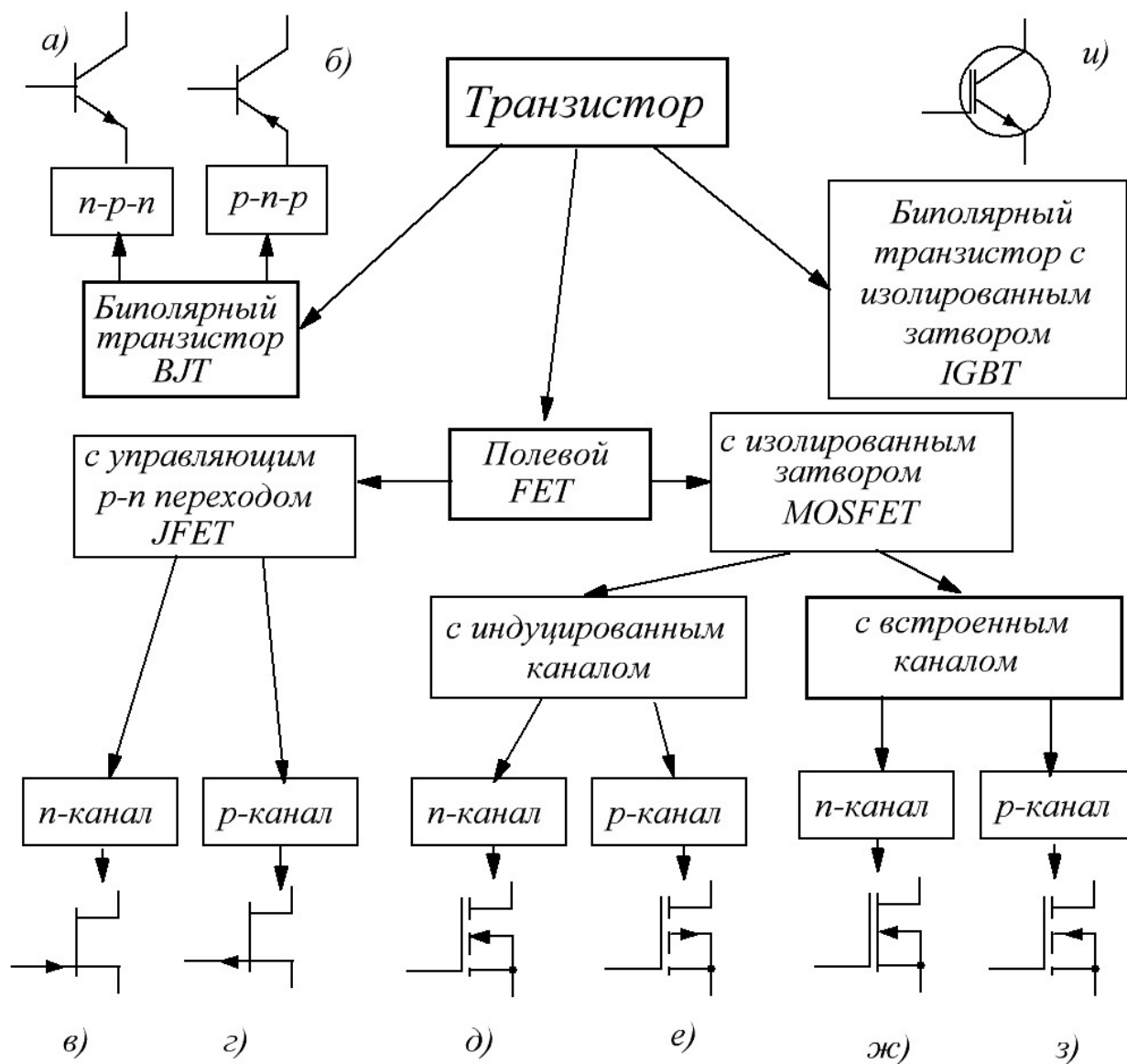


Рис. 2.1. Классификация основных типов транзисторов и их обозначение на схемах: а) биполярный  $n-p-n$ -транзистор; б) биполярный  $p-n-p$ -транзистор; в) полевой транзистор с управляющим  $p-n$ -переходом и  $n$ -каналом; г)  $p$ -канальный полевой транзистор с управляющим  $p-n$ -переходом; д)  $n$ -канальный полевой транзистор с изолированным затвором и индуцированным каналом; е)  $p$ -канальный полевой транзистор с изолированным затвором и индуцированным каналом; ж)  $n$ -канальный полевой транзистор с изолированным затвором и встроенным каналом; з)  $p$ -канальный полевой транзистор с изолированным затвором и встроенным каналом; и) биполярный транзистор с изолированным затвором

У разновидности полевых транзисторов с управляющим  $p-n$  переходом (JFET - Junction Field Effect Transistor) канал образован полупроводниковым материалом между обратнo смещенным  $p-n$  переходом. При изменении величины запирающего напряжения на  $p-n$  переходе изменяется толщина запирающего (обедненного) слоя и, соответственно, площадь сечения канала, и,

соответственно, его проводимость. При определенном запирающем напряжении на затворе площадь поперечного сечения канала может стать равной нулю и ток через канал транзистора практически уменьшится до нуля. УГО полевых транзисторов с управляющим  $p$ - $n$  переходом с каналом  $n$ - и  $p$ -типа отличаются направлением стрелки на затворе (рис. 2.1, *в, з*).

В полевых транзисторах с изолированным затвором затвор отделен от полупроводника слоем диэлектрика, в качестве которого в кремниевых приборах обычно используется двуокись кремния.

В отечественной литературе в качестве названия для таких транзисторов используется равноценная аббревиатура МОП (металл-окисел-полупроводник) или МДП (металл-диэлектрик-полупроводник). Международное название MOSFET (Metal Oxide Semiconductor FET).

В свою очередь полевые транзисторы с изолированным затвором делятся:

- на транзисторы с встроенным (собственным) каналом, когда канал, соединяющий исток и сток, существует и при нулевом напряжении на затворе (транзистор с обедненным типом канала);
- на транзисторы с индуцированным каналом, когда при нулевом напряжении на затворе канал отсутствует и возникает лишь, когда напряжение на затворе превысит некоторое пороговое значение (транзистор обогащенного типа).

Встроенный канал обозначается сплошной линией (рис. 2.1, *ж, з*), а индуцированный канал (наведенный электрическим полем), обозначается пунктиром (рис. 2.1, *д, е*).

В последние годы широкое распространение в ИВЭ получили комбинированные транзисторы, объединяющие свойства биполярных и полевых транзисторов – биполярный транзистор с изолированным затвором (БТИЗ) или международное название IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor). IGBT, как и другие транзисторы, имеет три вывода. Он сочетает два транзистора в одной полупроводниковой структуре: биполярный  $p$ - $n$ - $p$  (образующий силовой канал) и полевой MOSFET (образующий канал управления). При нулевом напряжении на затворе силовой канал заперт, а ток через транзистор пренебрежимо мал. Транзистор открывается при напряжении на затворе выше порогового. УГО IGBT (рис. 2.1, *и*) совмещает условные изображения полевого транзистора (затвор) и биполярного транзистора (эмиттер и коллектор).

Современная маркировка отечественных транзисторов состоит из пяти элементов.

Пример маркировки транзисторов: ГТ109А, КП305А, 1Т310В, КТ203Б, КТ817А, 2Т903В.

Первый элемент маркировки - буквы Г, К, А или цифры 1, 2, 3 - характеризует полупроводниковый материал и температурные условия работы транзистора:

- буква «Г» или цифра 1 соответствует германиевым транзисторам;
- буква «К» или цифра 2 соответствует кремниевым транзисторам;
- буква «А» или цифра 3 присваивается транзисторам на арсениде галлия;
- буква «И» или цифра 4 присваивается транзисторам на основе соединений индия.

Если вместо буквы в начале маркировки стоит цифра, то это означает, что данный транзистор может работать при повышенных температурах: для германиевых – выше 60 °С, а кремниевых – выше 85 °С.

Второй элемент маркировки – подкласс транзисторов. Буква «Т» обозначает биполярный транзистор, а буква «П» – полевой транзистор.

Третий элемент маркировки обозначается цифрой, которая указывает на основные функциональные возможности транзистора, такие как мощность, частотный диапазон:

- цифрой от 1 до 3 обозначаются транзисторы малой мощности – до 0,3 Вт;
- цифрой от 4 до 6 обозначаются транзисторы средней мощности – до 1,5 Вт;
- цифрой от 7 до 9 обозначаются транзисторы большой мощности – более 1,5 Вт.

Четвертый элемент маркировки обозначается цифрой, которая соответствует порядковому номеру технологической разработки (изменяется от 01 до 99). В некоторых случаях может применяться и трехзначное число.

Пятый элемент маркировки – буквы русского алфавита – условно определяет классификацию по параметрам транзисторов, изготовленных по единой технологии.

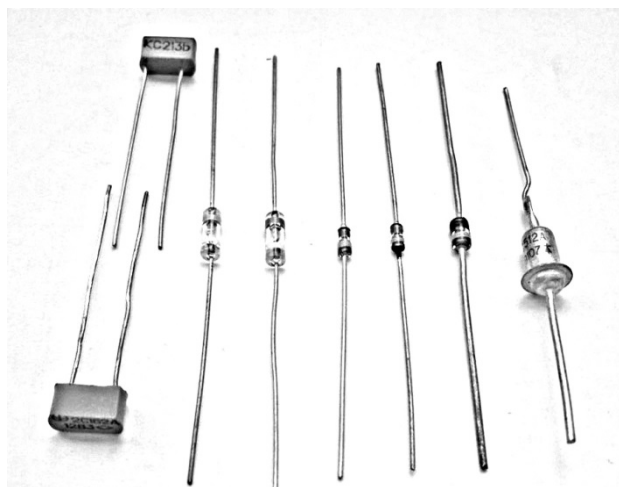
Однако до сих пор еще можно встретить биполярные транзисторы, на которых стоит более ранняя система обозначения, например, П27, П213, П401, П416, МП39 и т.д. Такие транзисторы выпускались еще в 60-70-х годах прошлого столетия до введения современной маркировки полупроводниковых приборов.

## **2.1. Стабилитроны и стабисторы**

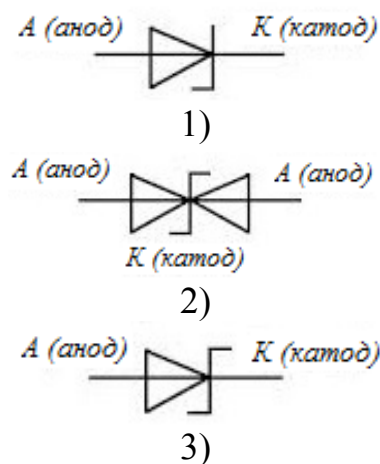
Стабилитрон (или диод Зеннера) широко используется в стабилизаторах в качестве нелинейного элемента (рис. 2.2). Название «зенеровский диод» (zener

diode) связано с именем первооткрывателя туннельного пробоя Кларенса Зенера (*Clarence Melvin Zener*). Однако понятие «зенеровский диод» приобрело более широкий смысл и применяется к стабилитронам всех типов независимо от того, какой механизм пробоя (зенеровский – туннельный или лавинный) преобладает в конкретном приборе. Так как в большинстве случаев основным полупроводниковым материалом является кремний, иногда используется термин кремниевый стабилитрон. Стабилитроном называют полупроводниковый диод с сильно легированными *p-n* областями, напряжение на обратной ветви ВАХ которого в области электрического пробоя напряжение стабилизации  $U_{ст}$  изменяется незначительно при больших изменениях тока стабилизации ( $I_{ст}$ ). Такая характеристика используется для получения стабильного (опорного) напряжения.

Особый тип стабилитронов, называемых высоковольтными лавинными диодами («подавители переходных импульсных помех», «супрессоры», «TVS-диоды» - Transient Voltage Suppressor), применяется для защиты электроаппаратуры от перенапряжений. Ограничительные диоды рассчитаны на краткосрочное пропускание импульсов тока силой в десятки и сотни А.



а)



б)

Рис. 2.2. Стабилитроны: а) конструктивное исполнение; б) УГО; 1 - односторонний (обычный); 2 - двуханодный (двусторонний); 3 - диод Зенера – международное УГО

Стабилитроны обычно используются для стабилизации напряжения достаточно высокого уровня – 3...100 В и выше. Стабистор – низковольтный стабилитрон, обеспечивает стабилизацию напряжений ниже 3 В. Конструктивно, стабилитрон представляет собой плоскостной диод, предназначенный

для стабилизации напряжения за счет электрического пробоя обратного смещенного  $p-n$  перехода. Рабочей является обратная ветвь ВАХ (рис. 2.3).

Стабистор тоже плоскостной диод, но для работы используются прямая ветвь ВАХ (рис. 2.3). Конструкция стабистора отличается от стабилитрона. Обычно стабистор представляет собой алюминиевый диск, на одну из плоскостей нанесен сплав олова с висмутом и кадмием. Вся конструкция герметизируется в стеклянных, пластиковых или металлических корпусах. Стабисторы менее распространены, чем стабилитроны и используются для стабилизации низких напряжений менее 3 В, а также как датчик температуры.

Работа стабилитрона основана на использовании явления электрического пробоя  $p-n$  перехода при включении диода в обратном направлении. До наступления пробоя через стабилитрон протекает небольшой ток утечки. После пробоя ток через стабилитрон резко увеличивается, а напряжение на стабилитроне  $U_{ст}$  остается практически неизменным при изменении тока в широких пределах. Механизм пробоя может быть туннельным, лавинным или смешанным. У низковольтных стабилитронов  $U_{ст} < 5...7$  В более вероятен туннельный пробой. У стабилитронов с более высоким значением  $U_{ст}$  пробой носит лавинный характер.

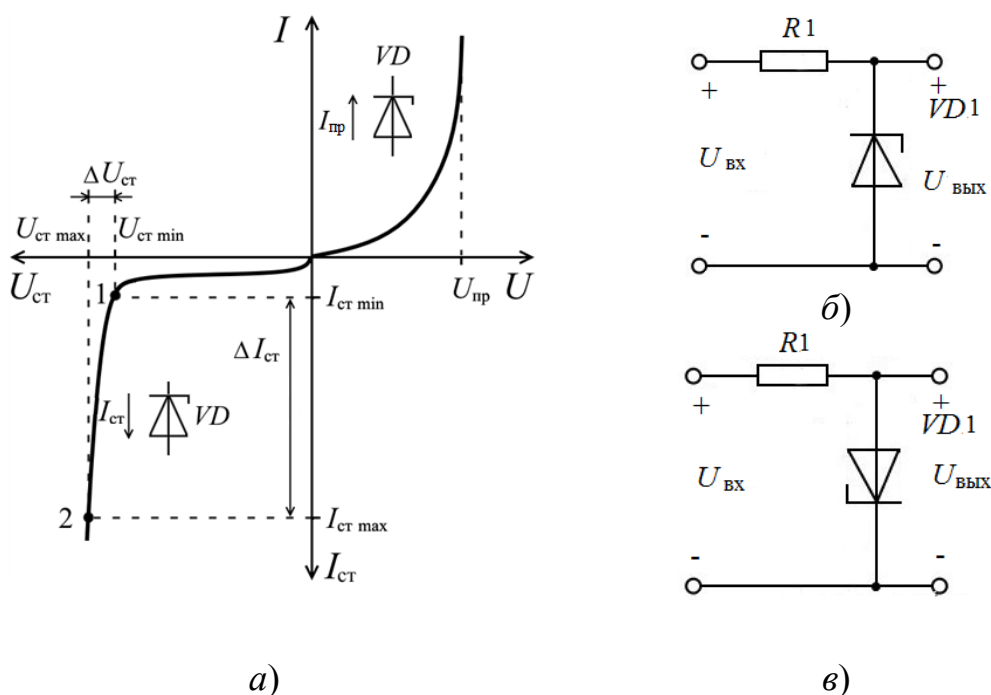


Рис. 2.3. Стабилитрон и стабистор: а) ВАХ; б) схема включения и УГО стабилитрона; в) схема включения и УГО стабистора

От механизма пробоя зависит температурный коэффициент напряжения. Для стабилитронов с туннельным механизмом пробоя (низковольтных) ТКН



имеет отрицательный знак, а для стабилитронов с лавинным механизмом пробоя (высоковольтных) – ТКН положительный. Оптимальная термостабильность характеристик стабилитрона достигается при напряжении стабилизации около 6 В благодаря взаимной компенсации ТКН туннельного и лавинного механизмов.

Напряжение пробоя стабилитрона определяется концентрациями примесей и профилем легирования области *p-n*-перехода. Для создания *p-n* перехода стабилитрона, в отличие от обычного диода, используются полупроводники с высокой концентрацией примесей, что увеличивает их градиент в переходе, увеличивает напряжённость электрического поля в области пространственного заряда при равном обратном напряжении. Это позволяет понизить обратное напряжение, при котором возникает пробой. Если ток пробоя ограничен внешней электрической цепью, нагрев диода не носит лавинообразного характера и электрический пробой не переходит в необратимый тепловой.

Вольт-амперная характеристика стабилитрона в прямом включении не отличается от ВАХ обычного диода (рис. 2.3), а вот ВАХ стабилитрона в обратном включении имеет особенность: обратное напряжение при электрическом пробое практически неизменно в широком диапазоне токов (3-й квадрант на рис. 2.3). Серийные стабилитроны выпускаются широким значением номинального напряжения стабилизации  $U_{\text{стаб ном}} = 3 \dots 400 \text{ В}$ .

Существует несколько больших групп стабилитронов, связанных с выполнением конкретных задач. Так существуют прецизионные стабилитроны, которые способны обеспечить повышенную, по сравнению с другими, стабильность работы. При производстве такие компоненты подвергаются особому контролю и имеют более жесткий выходной контроль временной стабильности параметров и жесткий допуск на температурный коэффициент напряжения.

Двусторонние стабилитроны используются для ограничения и стабилизации биполярных напряжений. Дополнительным параметром при их производственном контроле является допустимое значение асимметрии напряжения.

В быстродействующих стабилитронах, в соответствии с названием, для уменьшения длительности переходного процесса принимаются меры по снижению барьерной емкости (до десятков пФ). Например, 2С175Е, КС182Е, 2С211Е и др. Область применения - стабилизация амплитуды импульсов напряжения.

На отечественных электрических схемах стабилитроны обозначаются символами  $V_D$ . В справочниках используется специальная маркировка с емкой информацией о приборе. При обычной буквенно-цифровой маркировке стабилитрон обозначается в виде, например - КС133А, 2С156Г и т.д. Первый элемент маркировки - буква К или цифра 2 - характеризует полупроводниковый материал (2 кремний) и температурные условия работы транзистора. Цифра, стоящая вместо буквы в начале маркировки, указывает на то, что данный полупроводниковый компонент может работать при повышенных температурах (кремний – выше 85 °С). Последний элемент маркировки – буквы русского алфавита – указывает разбраковку приборов данной серии на выходном контроле по их эксплуатационным параметрам. Еще встречается устаревшая маркировка стабилитронов, например, Д814А, Д818Е и т.д.

Промышленность выпускает стабилитроны в различных корпусах: металлическом, пластмассовом и стеклянном (рис. 2.2, а) со специальной маркировкой. Для устаревшей элементной базы сравнительно большого размера, в металлическом или пластмассовом корпусе используется буквенно-цифровой код. В стабилитронах в стеклянном корпусе с гибкими выводами на корпус наносятся цифры, разделённые латинской буквой «V». Например, 4V7 обозначает, что напряжение стабилизации 4,7 В; 9V1 – 9,1 В и так далее.

Для миниатюрных компонентов в стеклянном корпусе используют цветовую маркировку, состоящую из цветных полосок. Первая полоска обозначает тип устройства. Вторая – материал полупроводника. Третья – функциональное назначение прибора. Четвертая — номер разработки. Пятая — модификация устройства. Детальное описание цветовой кодировки приводится в справочной литературе и в технических условиях на конкретный стабилитрон.

Стабисторы, как и диоды, используют прямую ветвь ВАХ (1-й квадрант) и поддерживают на заданном уровне напряжение от ~0,6 В до 2,1 В и их ВАХ располагается почти параллельно оси токов.

ВАХ стабилитрона, включенного в обратном направлении, существенно отличается от ВАХ диода (3-й квадрант). Участок 1-2 обратной ветви вольт-амперной характеристики  $p$ - $n$ -перехода в области пробоя располагается почти параллельно оси токов и является рабочим для стабилитрона.

Стабилитроны характеризуются следующими основными параметрами:  
– *напряжение стабилизации*  $U_{ст}$  – это напряжение на обратно включенном стабилитроне при протекании через него номинального тока;

- *минимальный ток стабилизации*  $I_{ст\ min}$  – такой ток, при котором в  $p-n$  переходе возникает пробой, начало рабочего участка ВАХ (точка 1 на рис. 2.3, а);
- *максимальный ток стабилизации*  $I_{ст\ max}$  – такой предельный ток, при протекании которого электрический пробой переходит в тепловой, и при котором мощность, рассеиваемая в стабилитроне, меньше максимально допустимой;
- *максимальная мощность рассеивания*  $P_{VD}$ , – это предельная мощность, при которой  $p-n$  переход стабилитрона сохраняет работоспособность и еще не разрушается от перегрева;
- *дифференциальное сопротивление*  $r_i$  – это модуль отношения приращения напряжения стабилизации к соответствующему приращению тока, протекающего через стабилитрон

$$r_i = \frac{\Delta U_{ст}}{\Delta I_{ст}}. \quad (2.1)$$

Величина  $r_i$  обычно составляет от долей Ома для низковольтных стабилитронов до тысяч Ом для высоковольтных стабилитронов. Чем меньше  $r_i$ , тем меньше изменения напряжения на стабилитроне при изменении тока, тем лучше качество стабилитрона;

- *температурный коэффициент стабилизации напряжения*  $\gamma_{ст}$  характеризует относительное изменение напряжения стабилизации при абсолютном изменении температуры и вычисляется по формуле

$$\gamma_{ст} = \frac{dU_{ст}/U_{ст}}{dT} \cdot 100 \%, \quad \%/K \quad (2.2)$$

или в конечных разностях

$$\gamma_{ст} = \frac{\Delta U_{ст}/U_{ст}}{\Delta T} \cdot 100, \quad \%/K. \quad (2.3)$$

Единицей измерения ТКН является  $\%/K$  (читается процент на Кельвин).

Для примера ниже приведены параметры типичного маломощного стабилитрона КС510А (аналог 1N3020А, BZY95C10):

- минимальное напряжение стабилизации  $U_{ст\ min} = 8,2\ В$ ;
- номинальное напряжение стабилизации  $U_{ст\ ном} = 10,0\ В$ ;
- максимальное напряжение стабилизации  $U_{ст\ max} = 11,0\ В$ ;
- минимальный ток стабилизации  $I_{ст\ min} = 1\ мА$ ;
- максимальный ток стабилизации  $I_{ст\ max} = 79\ мА$ ;

- дифференциальное сопротивление  $r_{\text{ст}} = 200 \text{ Ом}$  при  $I_{\text{ст}} = 1 \text{ мА}$ .
- максимальная рассеиваемая мощность  $P_{VD} = 1 \text{ Вт}$ ;
- диапазон рабочих температур  $-60 \dots +100 \text{ }^\circ\text{С}$ .

Если на катод стабилитрона поступает положительный потенциал входного напряжения  $U_{\text{вх}}$ , а на анод стабилитрона - отрицательный потенциал этого напряжения, то такое включение стабилитрона называется рабочим. Режим пробоя в стабилитроне не связан с инжекцией неосновных носителей. В связи с этим инерционные явления в стабилитроне, связанные с накоплением и рассасыванием носителей, при переходе из области пробоя в область запираения и обратно практически отсутствуют. Это позволяет использовать стабилитроны в импульсных схемах в качестве фиксаторов уровней и ограничителей напряжения.

Дифференциальное сопротивление стабилитрона, характеризующее его стабилизирующие свойства, при увеличении тока стабилизации уменьшается на  $10 \dots 20 \%$ . Это объясняется тем, что при увеличении приложенного напряжения увеличивается площадь участков, на которых произошел пробой. При токе, мало отличающемся от номинального, дифференциальное сопротивление стабилитрона близко к значению собственного сопротивления базы.

Известно [2], что дифференциальное сопротивление маломощных стабилитронов является нелинейной функцией напряжения и тока стабилизации. Как следует из рис. 2.4, *а* минимальное внутреннее сопротивление имеют маломощные стабилитроны с напряжением стабилизации около 7 В. Следовательно, если требуется получить напряжение стабилизации порядка 14 В, то с целью уменьшения дифференциального сопротивления параметрического стабилизатора напряжения лучше применить два последовательно соединенных низковольтных стабилитрона вместо одного высоковольтного. Параллельное включение стабилитронов для увеличения тока стабилизации не рекомендуется, поскольку вследствие разброса параметров в схеме стабилизации будет работать только один стабилитрон с наименьшим напряжением стабилизации.

На рис. 2.4, *б* приведена зависимость температурного коэффициента напряжения  $\gamma_{\text{ст}}$  от напряжения стабилизации  $U_{\text{ст}}$ , а на рис. 2.4, *в* типовые ВАХ стабилитронов при температурах 293 К и 333 К полностью соответствующие вольт-амперным характеристикам *p-n* перехода.

Стабилитрон при типовом включении обычно работает в режиме стабилизации (ВАХ в 3-м квадранте), а иногда используется в диодном режиме (ВАХ в 1-м квадранте).

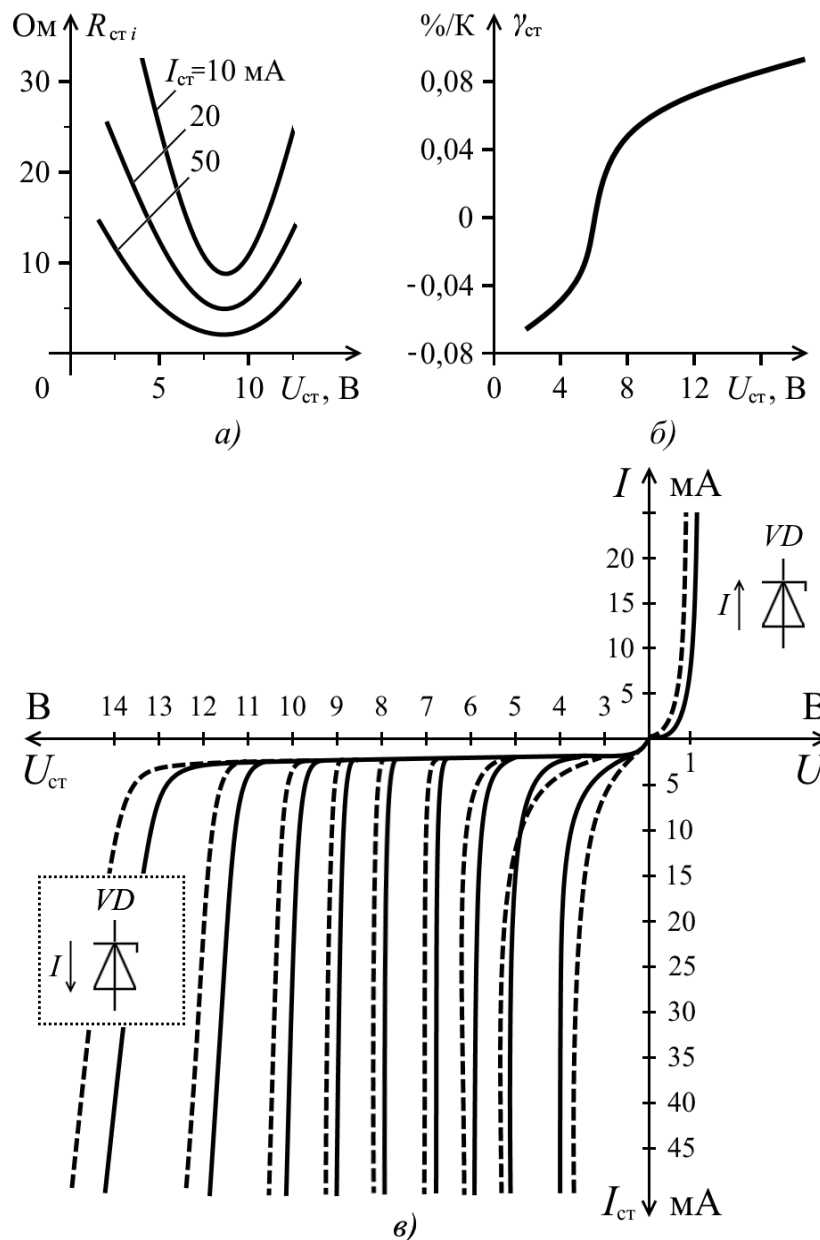


Рис. 2.4. Характерные зависимости параметров стабилитронов от напряжения стабилизации  $U_{сг}$ : а – дифференциального сопротивления  $r_{i\text{ сг}}$ ; б – температурного коэффициента напряжения стабилизации  $\gamma_{сг}$ ; в – типовые вольт-амперные характеристики стабилитронов при температурах  $293\text{ K}$  (сплошные линии) и  $333\text{ K}$  (штриховые линии)

При прямом включении температурный коэффициент напряжения стабилитрона  $\gamma_{сг}$  отрицательный, то есть с повышением температуры его ВАХ смещается влево (рис. 2.4, в).

При обратном включении стабилитрона, величина и знак  $\gamma_{сг}$  существенно зависят от напряжения стабилизации. Из рис. 2.4, в видно, что наклон кривых, характеризующих изменение  $U_{сг}$  при изменении тока  $I_{сг}$ , протекающего через стабилитрон, для стабилитронов с разными  $U_{сг}$  неодинаков, причем этот наклон

наименьший в области  $U_{ст}$  от 7 В до 9 В. При напряжениях стабилизации, превышающих 9 В и меньших 7 В, наклон кривых увеличивается. В области  $U_{ст} < 6$  В при токах  $I_{ст} < 5...10$  мА наклон кривых особенно большой. Прямое падение напряжения  $U_{пр}$  на диоде при токах, превышающих 1 мА, равно 0,7...1,0 В и незначительно возрастает при увеличении тока до 20 мА.

Рассматривая вольт-амперные характеристики стабилитронов при температурах 293 К и 333 К можно заметить, что с повышением температуры ВАХ сдвигаются влево при напряжении стабилизации больших 6 В (знак  $\gamma_{ст}$  положительный) и вправо при напряжениях стабилизации меньших 5 В (знак  $\gamma_{ст}$  отрицательный), что объясняется особенностями механизма пробоя  $p-n$  перехода: у низковольтных стабилитронов преобладает туннельный механизм, у высоковольтных - лавинный.

Информация, представленная на рис. 2.4, в, широко используется при разработке прецизионных параметрических стабилизаторов напряжения с малым температурным коэффициентом  $\gamma_{ст}$ . Так, положительный  $\gamma_{ст}$  стабилитронов с  $U_{ст} > 6$  В, включенных в обратном направлении, можно скомпенсировать, включив последовательно с ними стабилитроны в прямом направлении, имеющие отрицательный  $\gamma_{ст}$  или обычные диоды. Комбинируя в одном корпусе последовательное соединение  $p-n$  перехода, включенного в обратном направлении, и одного или нескольких  $p-n$  переходов, включенных в прямом направлении, можно получить полупроводниковые приборы с приемлемой вольт-амперной характеристикой и хорошей температурной компенсацией ( $\gamma_{ст} \rightarrow 0$ ). По такому принципу построены отечественные прецизионные стабилитроны типа Д818 и КС196, где используется последовательное включение трех  $p-n$  переходов: одного, включенного в обратном направлении, и двух, включенных в прямом направлении.

Параметры некоторых отечественных стабилитронов приведены в табл. 2.1 и стабилитронов в табл. 2.2.

Таблица 2.1. Параметры некоторых отечественных стабилитронов

Тип стабилитрона	$U_{вых\ min} \dots U_{вых\ max}$ , В	$I_{ст\ min} \dots I_{ст\ max}$ , мА	$R_{ст\ i}$ , Ом
КС133А	3,0...3,7	3...81	65
КС139А	3,5...4,3	3...70	60
КС147А	4,1...5,2	3...58	56
КС156А	5,0...6,3	3...55	28

Разновидностью стабилитрона является стабистор, который также предназначен для стабилизации напряжения и представляет собой  $p-n$  переход, включенный в прямом направлении. В отличие от диодов и стабилитронов, важным параметром стабистора является крутизна  $S$  его ВАХ, определяемая соотношением  $S = dI/dU$ , или обратная величина  $r_{i\text{ ст}}$  (внутреннее сопротивление стабистора)  $r_{i\text{ ст}} = 1/S$ .

Таблица 2.2. Параметры некоторых отечественных стабисторов

Тип стабилитрона	$U_{\text{вых min}} \dots U_{\text{вых max}}$ , В	$I_{\text{ст min}} \dots I_{\text{ст max}}$ , мА	$r_{i\text{ ст}}$ , Ом
КС107А	0,63...0,77	1...100	7
КС113А	1,17...1,43	1...100	2
КС119А	1,71...2,09	1...100	15

Стабилитроны и стабисторы имеют идентичную конструкцию, маркировку и УГО (рис. 2.3).

## 2.2. Биполярные транзисторы

Биполярный транзистор (чаще, просто, транзистор) состоит из трех областей: эмиттера, базы и коллектора, образованными тремя чередующимися слоями с разными типами электропроводности. Перенос заряда осуществляется носителями двух полярностей - электронами и дырками. Отсюда и название биполярный транзистор. Эти три слоя образуют два близкорасположенных  $p-n$  перехода.

В зависимости от порядка чередования этих областей, транзисторы могут быть  $n-p-n$  и  $p-n-p$  типа. Несмотря на видимую симметрию структуры, транзистор является несимметричным устройством. Чтобы полнее собрать носители заряда область коллектора обычно делается шире, чем эмиттера, у которого другая функция - инжектировать носители в область базы. Поменять эмиттер и коллектор местами с помощью смены полярности подключения не рекомендуется.

Базу стараются делать очень тонкой. Чем тоньше база, тем меньше потери от рекомбинации носителей в базе, лучше усилительные свойства транзистора. Но при тонкой базе снижается допустимое значение напряжения на коллекторе. Поэтому толщина базы величина компромиссная. У низковольтных транзисторов тонкая база и великолепные усилительные параметры. У высоковольтных транзисторов важным является электрическая

прочность перехода коллектор-база, но хуже усилительные свойства. Базу обычно изготавливают из слаболегированного полупроводника (из-за чего она имеет большое сопротивление).

В дальнейшем процессы и схемные решения будем рассматривать для транзистора  $n$ - $p$ - $n$  типа. Для транзистора  $p$ - $n$ - $p$  все аналогично, с учетом, что носителями заряда являются не электроны, а дырки. Следствием этого является необходимость использования противоположной полярности напряжений на электродах.

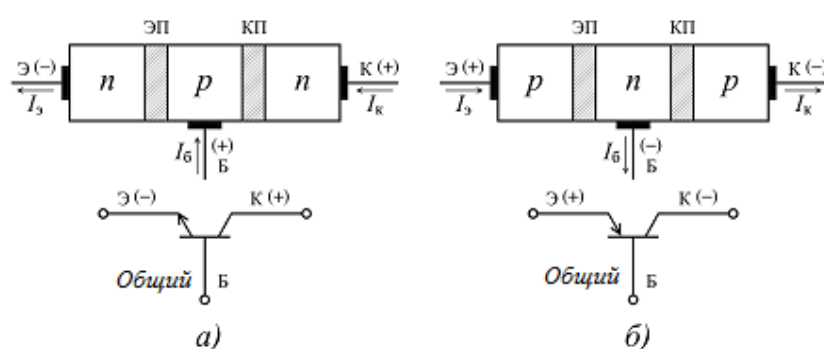


Рис. 2.5. Конструктивное оформление, структура и условное графическое обозначение биполярного транзистора: а) *n*-*p*-*n*-типа; б) *p*-*n*-*p*-типа

Электронны с эмиттерной области через прямо смещённый переход ЭБ легко перемещаются в область базы (происходит инжекция носителей). В области базы (полупроводник  $p$ -типа) электроны являются неосновными носителями. При тонкой базе значительная часть электронов успевает



переместиться к переходу база-коллектор, где увлекаются электрическим полем коллектора. Коллекторный переход смещен в обратном направлении и обеспечивает сбор неосновных носителей, инжектированных эмиттерным переходом в область базы. Обязательное условие: база, занимающая средний слой структуры, должна иметь достаточно малую толщину, чтобы инжектированные носители не успели рекомбинировать в области базы. Это условие существенно для обеспечения транзисторного эффекта. Упрощенные структуры биполярных транзисторов показаны на рис. 2.5. Транзистор является трехвыводным электронным прибором, образованным двумя  $p-n$  переходами – эмиттерным – «ЭП» и коллекторным – «КП» с внешними выводами эмиттера (Э), коллектора (К) и базы (Б), через которые протекают токи, направление которых на рис. 2.5 указаны стрелками:

- $I_Э$  – ток эмиттера транзистора;
- $I_К$  – ток коллектора транзистора;
- $I_Б$  – ток базы транзистора.

Полярность напряжения на выводах К и Э приведена относительно общего вывода Б (рис. 2.6). Ток коллекторный  $I_К$  и ток эмиттерный  $I_Э$  достаточно близки по величине. Разницу между ними составляет небольшой ток баз  $I_Б$ , связанный с рекомбинацией носителей в области базы. Для транзистора справедлива формула

$$I_К = I_Э - I_Б. \quad (2.4)$$

Конструктивное оформление биполярных транзисторов обусловлено рассеиваемой ими мощностью и способом отвода тепла от корпуса. Силовые транзисторы требуют специальных средств отвода и рассеивания тепла. Корпус маломощных транзисторов ориентирован на рассеивание тепла от транзистора за счет естественной конвекции. Кристалл мощных транзисторов герметизируется в корпусе с поверхностью, обеспечивающей тепловой контакт с внешним теплоотводящим радиатором.

На отечественных электрических схемах транзистор обозначается «VT», а на международных – «Q». Условное графическое обозначение транзисторов, в зависимости от последовательности чередования слоев полупроводника  $p-n-p$  или  $n-p-n$ , показано на рис. 2.5, а и рис. 2.5, б.

Принцип действия транзисторов  $p-n-p$  и  $n-p-n$ -типов идентичен. При малом изменении тока  $I_Э$  или  $I_Б$  – обычно это управляющий сигнал, пропорционально изменяется ток коллектора  $I_К$  (выходной сигнал). Именно так происходит усиления сигнала в биполярном транзисторе.

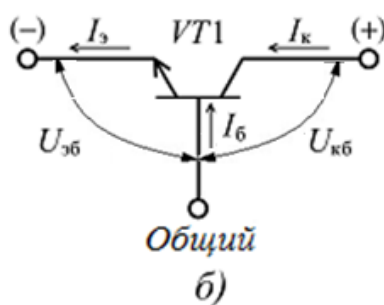
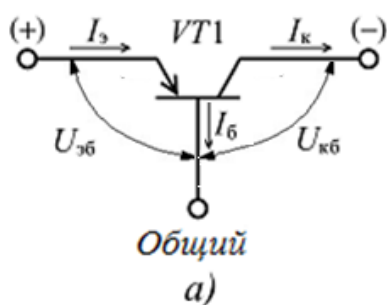


Рис. 2.6.  
Напряжения и токи транзисторов:  
а)  $p-n-p$ ;  
б)  $n-p-n$

В транзисторе типа  $n-p-n$  основные носители заряда в эмиттере (электроны) проходят через прямо смещенный переход эмиттер-база (инжектируются) в область базы. Малая часть этих электронов рекомбинирует с основными носителями заряда в базе (дырками), образуя ток базы. Основная часть электронов, инжектированных из эмиттера, диффундирует в область коллектора, захватывается сильным электрическим полем обратно смещённого коллекторного перехода и достигает коллекторного электрода. Ток коллектора, таким образом, практически равен току эмиттера, за исключением небольшой потери на рекомбинацию в базе

$$I_{\text{э}} = I_{\text{б}} + I_{\text{к}}. \quad (2.5)$$

Коэффициент передачи по току  $\alpha$ , связывающий ток эмиттера и ток коллектора, называется коэффициентом передачи тока эмиттера

$$\alpha = I_{\text{к}}/I_{\text{э}}. \quad (2.6)$$

Численное значение коэффициента передачи тока эмиттера  $\alpha$  равно 0,90...0,99 и, конечно, всегда меньше единицы. Ток коллектора не может быть больше тока эмиттера. Чем ближе значение коэффициента  $\alpha$  к единице, тем эффективней транзистор передаёт ток на выход.

При включении транзистора по схеме с общим эмиттером (ОЭ), где входным током является ток базы  $I_{\text{б}}$ , а выходным — ток коллектора  $I_{\text{к}}$ , параметром, связывающим выходной сигнал с входным, является коэффициент усиления по току  $\beta$  в схеме с ОЭ

$$\beta = I_{\text{к}}/I_{\text{б}}. \quad (2.7)$$

Подставив значение тока  $I_{\text{э}}$  из выражения (2.5) и разделив числитель и знаменатель на  $I_{\text{б}}$ , получают следующее выражение

$$\alpha = I_{\text{к}}/I_{\text{э}} = \frac{I_{\text{к}}/I_{\text{б}}}{(I_{\text{к}}+I_{\text{б}})/I_{\text{б}}} = \frac{\beta}{\beta+1}. \quad (2.8)$$

Из этой формулы следует, что параметры  $\beta$  и  $\alpha$  имеют одну и ту же природу, только разную форму представления и между ними имеется связь, определяемая соотношением

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}. \quad (2.9)$$

Если  $\alpha$  всегда меньше единицы, то параметр  $\beta$  всегда больше единицы, а его типовое значение изменяется от 10 до 300. В редких случаях численное значение  $\beta$  может быть малым (порядка  $\beta = 2...5$  у очень широкополосных транзисторов), или очень большим (порядка  $\beta = 5000...10000$  у специальных низковольтных супербетатранзисторов). Большое значение ( $\beta \gg 1$ ) характеризует прекрасные усилительные возможности схемы с ОЭ, когда малый ток базы управляет значительным током коллектора.

При различной технологии изготовления транзистора концентрация примесей в его базе может быть распределена равномерно или неравномерно. При равномерном распределении концентрации примесей внутреннее электрическое поле отсутствует и неосновные носители заряда, попавшие в базу, движутся в ней вследствие процесса диффузии. Такие транзисторы называют диффузионными или бездрейфовыми.

Понятие “диффузионный транзистор” не следует путать с технологическим процессом изготовления  $p-n$ -переходов. В таком сочетании этот термин отражает лишь основные процессы, происходящие в базе.

При неравномерном распределении концентрации примесей в области базы имеется внутреннее электрическое поле (при сохранении в целом электронейтральности базы) и неосновные носители заряда движутся в области базы в результате физических процессов (дрейфа и диффузии), причем дрейф играет доминирующую роль. Такие транзисторы называют дрейфовыми. Технология изготовления дрейфовых транзисторов сложнее и дороже. Но дрейфовые транзисторы являются более высокочастотными, чем диффузионные, что связано с меньшим (в 5...6 раз) временем пролета промежутка база-коллектор носителями заряда у дрейфовых транзисторов.

При изготовлении транзисторов эмиттер и коллектор выполняют с высокой проводимостью (сопротивление - единицы Ом), а базу – относительно высокоомной (десятки – сотни Ом). При этом удельное сопротивление области эмиттера несколько меньше, чем области коллектора.

В соответствии с симметричной структурой типов проводимостей биполярного транзистора, показанной на рис. 2.5, эмиттерный и коллекторный

слои внешне идентичны, но конструктивно и технологически они существенно различаются:

- для повышения допустимого коллекторного напряжения коллекторный слой легируется слабо;
- площадь перехода коллектор-база значительно больше площади перехода база-эмиттер, что увеличивает вероятность захвата неосновных носителей из базового слоя и улучшает коэффициент передачи;
- переход коллектор-база обычно включён с обратным смещением и на нём выделяется основная доля тепла, рассеиваемого прибором, и повышение его площади способствует лучшему охлаждению кристалла;
- для обеспечения эффективной инжекции неосновных носителей в базовый слой эмиттерный слой сильно легирован. Это увеличивает коэффициент передачи по току в схемах с общей базой. Величина допустимого обратного напряжения эмиттерного перехода не критична, так как обычно в электронных схемах транзисторы работают с прямо смещённым эмиттерным переходом.
- слой базы, расположенный между эмиттерным и коллекторным слоями, слабо легирован, так как должен иметь большое электрическое сопротивление;

Таким образом, несмотря на симметричную структуру (рис. 2.5) на практике биполярный транзистор является несимметричным устройством с вполне определенной полярностью напряжения на электродах. Тем не менее, в некоторых случаях возможно так называемое инверсное включение транзистора, при котором коллекторный переход смещен в прямом направлении и играет роль эмиттерного, а эмиттерный – в обратном и играет роль коллекторного перехода.

И в прямом, и в инверсном включении транзистора много общего:

- в режиме отсечки оба перехода (эмиттерный и коллекторный) обратно смещены (заперты). Эмиттерный и коллекторный токи через транзистор пренебрежимо малы. Напряжение между коллектором и эмиттером  $U_{кэ}$  высокое и равно напряжению коллекторного источника питания  $E_{п}$ ;
- в режиме насыщения оба перехода (эмиттерный и коллекторный) прямо смещены (открыты). Эмиттерный и коллекторный токи через транзистор максимальны и определяются параметрами внешней электрической цепи

$$I_{к max} = E_{п} / R_{к}, \quad (2.10)$$

где  $R_{к}$  - сопротивление в цепи коллектора,  $E_{п}$  - напряжение коллекторного питания. Остаточное напряжение между коллектором и эмиттером в режиме

насыщения  $U_{кэ\text{ нас}}$  минимально и практически не зависит от величины тока транзистора  $I_k$ . В прямом включении величина  $U_{кэ\text{ нас}}=0,2...0,4$  В. А при инверсном включении  $U_{кэ\text{ нас}}$  существенно меньше и составляет  $1...5$  мВ;

- в активном (линейном) режиме эмиттерный переход прямо смещен, а коллекторный обратно смещен. Такой режим часто называют основным или нормальным. При этом ток через транзистор  $I_k$  практически линейно зависит от управляющего тока:

- для схемы с общим эмиттером управляющим током является ток базы  $I_b$ . Коэффициент пропорциональности между выходным током коллектора  $I_k$  и управляющим током базы  $I_b$  выражается как  $\beta = I_k/I_b$  - *коэффициент передачи по току в схеме ОЭ*, который обычно составляет  $\beta \approx 10...300$ ;

- для схемы с общей базой (ОБ) управляющим током является ток эмиттера  $I_э$  и коэффициент пропорциональности  $\alpha = I_k/I_э$  называется *коэффициентом передачи по току в схеме ОБ* и обычно составляет  $0,90...0,99$ ;

- при типовом включении транзистора в линейном режиме коэффициенты  $\alpha$  и  $\beta$  оптимизированы для эффективного усиления сигналов с минимальными искажениями. Именно в активном режиме транзистор наилучшим образом проявляет свои усилительные свойства.

Инверсный режим схож с активным режимом. При этом коллекторный переход прямо смещен и выполняет функции эмиттера, то есть инжектирует неосновные носители в базу. А эмиттерный переход обратно смещен, выполняет функцию сбора носителей заряда, то есть функцию коллектора. В таком режиме транзистор также может использоваться для усиления. Однако из-за конструктивных различий между областями коллектора и эмиттера усилительные свойства транзистора в инверсном режиме проявляются гораздо хуже, чем в режиме активном. Поэтому на практике инверсный режим практически не используется. Интересной особенностью этого режима является малое остаточное напряжение между коллектором и эмиттером  $U_{кэ\text{ нас}}$ , составляющее единицы мВ против сотен мВ в прямом включении.

Режимы насыщения и отсечки играют важнейшую роль в работе силовых ключей импульсных источников вторичного электропитания из-за малой рассеиваемой мощности при включенном и открытом силовом ключе.

Транзисторы в активном режиме обычно используются в усилителях, линейных стабилизаторах напряжения. При работе транзистора в импульсном режиме (силовые ключи) транзистор в активном режиме находится чрезвычайно короткое время лишь в момент переключения. И хотя это время не

велико, составляет единицы и даже доли микросекунд, эффект значителен. Именно в этот момент на транзисторе выделяется и рассеивается в виде тепла значительная мощность.

В инверсном режиме транзистор используется достаточно редко. Примером практического использования инверсного режима является коммутатор аналоговых сигналов на биполярных транзисторах (рис. 2.7, а), когда ключ  $S1$ , управляемый логическим сигналом  $U_{упр}$ , замыкает и размыкает цепь знакопеременного аналогового сигнала  $U_{вх}/U_{вых}$  и такой фактор, как малое остаточное напряжение между коллектором и эмиттером, является определяющим.

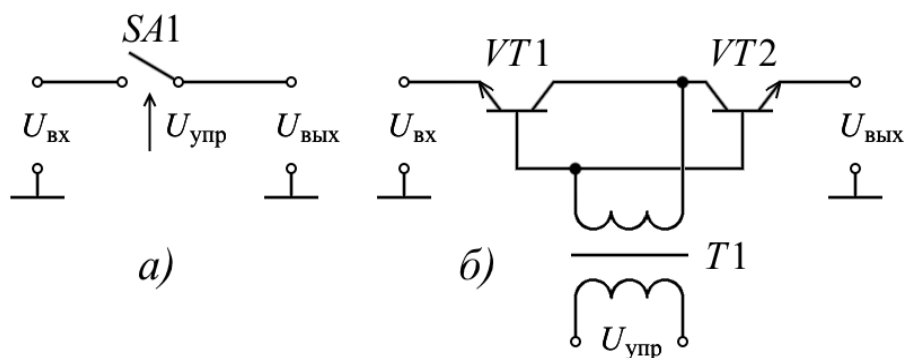


Рис. 2.7. Аналоговый коммутатор:  
а) структура;  
б) K101КТ1 схема включения

Обычные схемы включения биполярных транзисторов (типовое включение) мало пригодны для коммутации аналоговых сигналов, так как на насыщенном транзисторе имеется достаточно большое остаточное напряжение (насыщения) порядка  $U_{кэ\text{ нас}} \approx 0,2$  В, которое накладывается на выходной сигнал. При этом напряжение смещения сигнала (сигнал ошибки) хотя и слабо, но все-таки зависит от температуры, тока сигнала, разброса параметров транзистора, что является причиной нестабильности.

Для инверсного включения транзистора характерно малое остаточное напряжение  $U_{кэ\text{ нас}}$  между эмиттером и коллектором, составляющая единицы мВ. Этот режим использовался в первых интегральных аналоговых коммутаторах на биполярных транзисторах типа K101КТ1 (рис. 2.7, б). По сути, это просто транзисторная сборка двух встречно включенных транзисторов  $VT1$  и  $VT2$  с проводимостью  $n-p-n$ . Управление ключами осуществляется импульсным сигналом  $U_{упр}$  (после разделительного трансформатора  $T1$ ), приложенным к переходу коллектор-база, а не база-эмиттер, как в схемах с прямым включением транзисторов.

При положительном напряжении на базе относительно коллектора (база положительная, коллектор — отрицательный), оба транзистора открыты,

сигнальная (аналоговая) цепь  $U_{\text{вх}} \rightarrow U_{\text{вых}}$  замкнута. При этом сопротивление каждого открытого транзистора составляет 10...20 Ом при остаточном напряжении на каждом транзисторе  $U_{\text{кэ нас}} = 1...5$  мВ. При отрицательном напряжении на базе относительно коллектора (база отрицательная, коллектор – положительный), транзисторы запираются, размыкая аналоговую цепь  $U_{\text{вх}} \rightarrow U_{\text{вых}}$ . Гальваническая развязка между сигнальной и управляющей цепями, обязательная в аналоговых коммутаторах, выполнена на трансформаторе  $T1$ . Встречное включение транзисторной пары  $VT1$  и  $VT2$  дополнительно снижает остаточное напряжение коммутатора до величины 5...50 мкВ, так как суммарное остаточное напряжение такого коммутатора является разностью остаточных напряжений отдельных транзисторов  $U_{\text{ост}} = U_{\text{эк нас1}} - U_{\text{эк нас2}}$ . При интегральном исполнении коммутатора, когда транзисторы выполнены на общей подложке, они обладают малым разбросом параметров и находятся в одинаковых тепловых условиях. Такая ИС обладает неплохим быстродействием (около 0,5 мкс), хорошей линейностью, малым напряжением ошибки (менее 50 мкВ). Основным недостатком аналогового коммутатора на биполярных транзисторах является необходимость гальванического разделения цепей аналогового сигнала и импульсных цепей управления внешним разделительным трансформатором  $T1$  (рис. 2.7, б). Гальваническое разделение аналоговой цепи с низким уровнем шумов и помех и цифровой цепи управления с высоким уровнем помех является обязательным требованием устройств коммутации. Трансформатор не позволяет реализовать полностью коммутатор в интегральном исполнении, а также ограничивает возможности, позволяет работать только с импульсным сигналом управления  $U_{\text{упр}}$ .

В настоящее время коммутаторы на биполярных транзисторах вытеснены более совершенными интегральными коммутаторами на комплементарных МОП транзисторах (КМОП), которые целиком выполнены по интегральной технологии, управляются стандартными логическими сигналами, имеют гальваническое разделение между цепями аналогового сигнала и цифрового управления без использования трансформатора. Например, ключи серий ИС К590КНхх, К591КНхх. Буквенный индекс КН зарезервирован в отечественной элементной базе за коммутаторами аналоговых сигналов.

В связи с тем, что транзистор является трехвыводным полупроводниковым прибором и в зависимости от того, какой электрод транзистора является общим для входного и выходного сигналов, возможны три схемы включения транзистора (рис. 2.8):

- с общей базой (ОБ);
- с общим эмиттером (ОЭ);
- с общим коллектором (ОК).

Как любой нелинейный элемент транзистор принято описывать вольт-амперной характеристикой, которая характеризует его свойства.

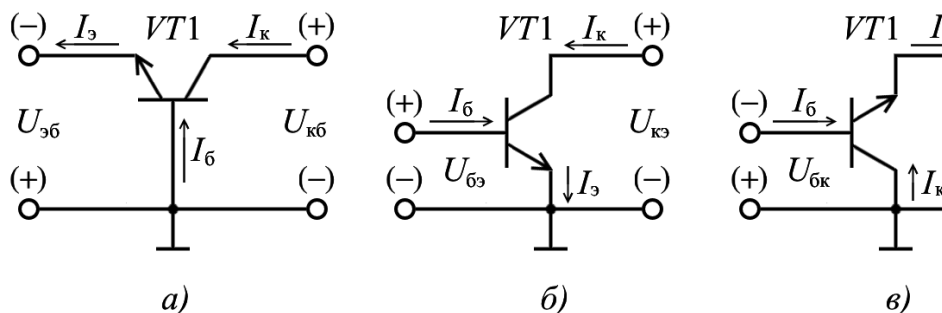


Рис. 2.8. Схемы включения транзистора: а – ОБ; б – ОЭ; в – ОК

Но учитывая, что в каждом включении транзистора имеются свои входные и выходные токи и напряжения, то для описания свойств транзисторного каскада требуется два семейства характеристик – входные и выходные ВАХ, отличающихся при разных способах включения транзистора.

### 2.2.1. Схема включения транзистора с ОЭ

В силу превосходных усилительных свойств по току, напряжению, мощности включение транзистора по схеме с ОЭ пользуется популярностью в различных областях аналоговой, цифровой и силовой электроники. На основе схемы с ОЭ выполняются различные маломощные и мощные усилительные каскады, а также силовые ключи электропреобразовательной техники и регулирующие элементы линейных стабилизаторов. Во всех этих применениях используется способность транзистора, включенного по схеме с ОЭ, управлять небольшим входным током значительным выходным током и мощностью.

Однако схема с ОЭ уступает другим схемам включения транзистора по таким важнейшим характеристикам:

- по частотным характеристикам и быстродействию;
- обладает невысокой температурной стабильностью;
- имеет повышенный уровень нелинейных искажений;
- имеет относительно невысокое входное сопротивление (единицы кОм);
- достаточно большое выходное сопротивление (единицы кОм).



Практически вся современная схемотехника биполярных транзисторов посвящена многочисленным методическим приемам и схемотехническим решениям для коррекции и улучшения характеристик схемы с ОЭ.

На рис. 2.9 представлены типовые входные и выходные ВАХ транзистора, включенного по схеме с ОЭ.

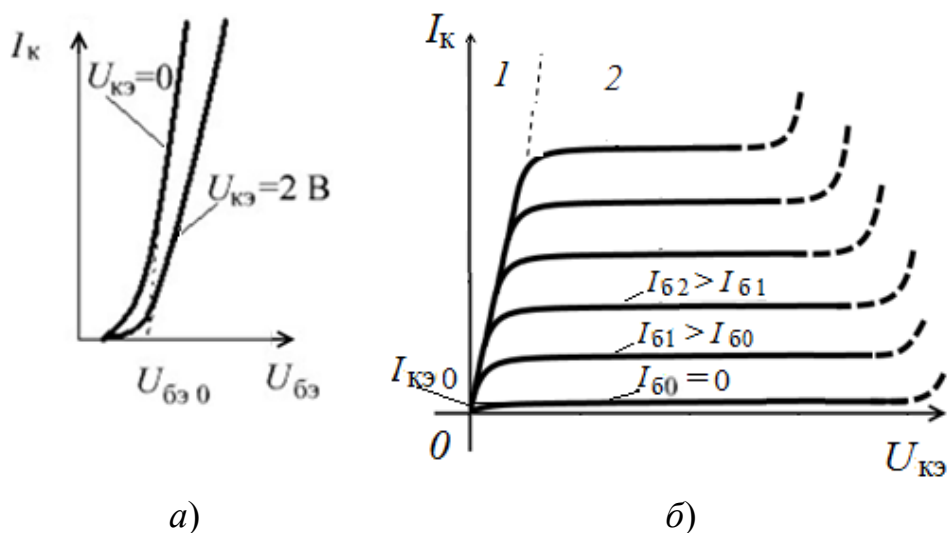


Рис. 2.9.  
Статические  
характеристики  
биполярного  
транзистора,  
включенного по  
схеме с ОЭ:  
а – входные;  
б – выходные

Входные характеристики транзистора в схеме с ОЭ отражают зависимость входного тока (тока базы  $I_B$ ) от входного напряжения (напряжения база-эмиттер  $U_{BE}$ ) при постоянном напряжении коллектор-эмиттер  $U_{CE}$ . Входная характеристика транзистора подобна прямой ветви ВАХ выпрямительного диода. Кусочно-линейная аппроксимация ВАХ, обычно используемая при оценочных расчетах, формирует важный параметр – напряжение  $U_{BE0}$  пятки ВАХ (рис. 2.9, а), зависящее от материала полупроводника. Для кремниевых транзисторов  $U_{BE0}$  равно  $\sim 0,6 \dots 0,7 \text{ В}$ .

Кроме того, входная характеристика транзистора в некоторой степени зависит от величины коллекторного напряжения, так как толщина базы, а, следовательно, и ток базы зависят от напряжения на коллекторном переходе. Действительно, с увеличением напряжения на коллекторе ширина обедненной зоны коллекторного перехода расширяется, при этом уменьшается толщина базы, что в свою очередь приводит к уменьшению числа рекомбинаций в области базы, а, следовательно, к уменьшению тока базы, в данном случае входные характеристики будут смещаться вправо (эффект Эрли, связанный с модуляцией толщины базы).

Выходные характеристики транзистора в схеме с ОЭ представляют собой зависимость выходного тока (тока коллектора  $I_C$ ) от напряжения коллектор-

эмиттер  $U_{кэ}$  при постоянном токе базы  $I_b = const$  (рис. 2.9, б). При малом коллекторном напряжении  $U_{кэ}$  (начальная часть характеристики) с ростом напряжения все большее количество носителей заряда достигает коллектора. Поэтому ток коллектора  $I_k$  растет практически пропорционально напряжению  $U_{кэ}$ . Но, начиная с некоторого напряжения  $U_{кэ\text{ нас}}$ , практически все носители заряда достигают коллектора, и рост коллекторного тока практически прекращается. Пунктирная линия (рис. 2.9, б) отделяет область насыщения 1 (слева) от области линейного режима 2 (справа). Выходные характеристики в области линейного режима становятся почти горизонтальными. Небольшой наклон характеристик объясняется эффектом модуляции толщины базы (эффектом Эрли), когда с ростом коллекторного напряжения уменьшается толщина базы, вследствие чего уменьшается время нахождения неосновных носителей (электронов) в области базы. Это вызывает уменьшение числа рекомбинированных носителей и увеличения количества, достигших коллектора. Эффект Эрли является причиной небольшого приращения коллекторного тока при увеличении коллекторного напряжения [6].

Горизонтальная часть ВАХ является активной областью работы транзистора. В этом режиме транзистор ведет себя как источник тока: ток через транзистор почти не зависит от напряжения на коллекторе. Выходное сопротивление  $R_{\text{вых ОЭ}}$  транзистора можно определить из ВАХ по формуле

$$R_{\text{вых ОЭ}} = \Delta U_{кэ} / \Delta I_k. \quad (2.11)$$

Пологий наклон характеристик ВАХ (малый угол наклона) соответствует высокому выходному сопротивлению транзистора (порядка сотни кОм). При повышенном напряжении на коллекторе транзистора ток коллектора опять начинает расти за счет пробойных явлений в  $p$ - $n$  переходе.

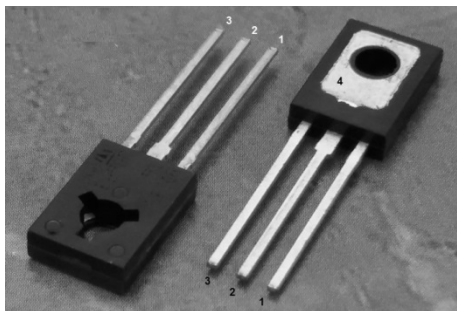
Входные и выходные характеристики транзистора используются для графического определения рабочей точки и динамики сигнала при его прохождении через транзистор. Информация о ВАХ приводится в технических условиях на конкретный транзистор (Datasheet) и справочной литературе. Однако обычно приводится ВАХ только для одной из схем включения, чаще всего для схемы с ОЭ. Для других схем включения транзистора имеются соответствующие формулы пересчета параметров для расчета электрических характеристик.

Кроме ВАХ в справочниках приводятся электрические и предельные эксплуатационные параметры транзисторов. Предельными параметрами называются такие максимальные или минимальные значения параметров, за

пределами которых транзистор работать не может. К ним относятся следующие величины:

- $I_{к\ max}$  (максимальный ток коллектора) – ток, превышение которого приводит к перегреву;
- $U_{к\ max}$  (максимально допустимое напряжение коллектора) и  $P_{к\ max}$  (максимально допустимая мощность, рассеиваемая на коллекторе) – напряжение и мощность, превышение которых приводит к тепловому пробоем  $p$ - $n$  перехода;
- $t_{min}$ ,  $t_{max}$  – минимальная  $t_{min}$  и максимальная  $t_{max}$  температуры корпуса транзистора;
- предельная частота работы транзистора. Обычно приводится граничная частота усиления по току  $f_{max}$ . Она различная при разных схемах включения ( $f_{max\ ОБ} \gg f_{max\ ОЭ}$ ).

В качестве примера на рис. 2.10 приведен внешний вид транзистора средней мощности общего применения типа КТ815.



*Рис. 2.10. Фотография внешнего вида транзисторов КТ815*

Транзисторы КТ815 предназначены для работы в ключевых и линейных схемах, выполнены по эпитаксиально-планарной, кремниевой технологии с  $n$ - $p$ - $n$  структурой. Корпус транзисторов пластмассовый и имеет три металлических вывода. В центре корпуса чуть выше средней точки транзисторы имеют отверстие для крепления на радиатор или тепловую трубу и контактную поверхность для лучшего их теплового контакта.

Термин «эпитаксиальный транзистор» характеризует технологию изготовления, когда на полупроводниковой подложке (кремниевой) выращивается слой полупроводника с легирующими добавками, имеющий такую же кристаллографическую ориентацию, что и подложка.

Термин «планарный» также связан с топологией транзистора, у которого выводы эмиттера, базы и коллектора расположены в одной плоскости. Такая топология позволяет изготавливать в едином технологическом процессе на

одной полупроводниковой пластине (подложке) огромное число отдельных полупроводниковых приборов или интегральных микросхем, что способствует снижению стоимости производства полупроводниковых приборов, обеспечению высокой идентичности параметров изготавливаемых приборов.

#### *Параметры транзистора КТ815:*

- $U_{кэ\text{ нас}} = 0,5 \dots 0,6$  В – (напряжение насыщения между коллектором и эмиттером) – минимальное напряжение между коллектором и эмиттером в режиме насыщения;
- $h_{21\text{ ОЭ}}$  или  $\beta = 275$  – (коэффициент передачи постоянного тока в режиме малого сигнала в схеме с ОЭ). Параметр показывает во сколько раз приращение тока коллектора больше вызвавшего его приращения тока базы;
- $I_{кэ0} = 100$  мкА – (обратный ток коллектор – эмиттер) – ток между коллектором и эмиттером закрытого транзистора.

#### *Предельные параметры:*

- $I_{к\text{ max}}$  – (максимальный ток коллектора, превышение которого приводит к перегреву): 1,5 А на постоянном токе и 3,0 А в импульсном режиме;
- $U_{к\text{ max}}$  – (максимально допустимое напряжение коллектора) – напряжение, превышение которого приводит к пробоем  $p$ - $n$  перехода) от 40 до 100 В в зависимости от буквы обозначения;
- $P_{к\text{ max}}$  (максимально допустимая мощность, рассеиваемая на коллекторе) – мощность, превышение которой приводит к тепловому пробоем, = 10 Вт;
- $t_{\text{max}}$  – (максимально допустимая температура перехода) – температура, превышение которой приводит к тепловому пробоем, = 150 °С;
- $f_{\text{max}}$  – (предельная частота работы транзистора). Обычно приводится граничная частота усиления по току для схемы с ОЭ  $f_{\text{max}}=3$  МГц.

### **2.2.2. Системы параметров биполярного транзистора**

В настоящее время для описания параметров и характеристик биполярного транзистора используется несколько систем параметров, поддерживаемых официальными справочниками фирм-производителей полупроводниковых приборов.

**Графическая система** статических характеристик наглядно связывает постоянные токи электродов с постоянными напряжениями на них. Основными достоинствами является простота, наглядность и универсальность. Используется для анализа как аналоговых, так и импульсных схем. Широко использовалась на начальном этапе развития полупроводниковой электроники.

Транзистор в этой системе параметров представляется нелинейным элементом, описываемым системой входных и выходных вольт-амперных характеристик. На основании ВАХ несложно провести расчет любого устройства на биполярных транзисторах, как линейного (усилители), так и импульсного (преобразователи). Серьезным недостатком подобной системы параметров транзистора является графическая техника проектирования устройств. Расчет параметров в этой системе сводятся к графическим построениям, у которых невысокая точность расчетов, значительная трудоемкость и невозможность использовать средства компьютерного проектирования. Справочники с ВАХ достаточно громоздки. Несмотря на перечисленные недостатки, графическая система и сегодня востребована, подобная справочная информация выпускается в виде бумажных и электронных справочников. Привлекает наглядность и простота анализа. Графическая система используется для оценочных расчетов электронных схем.

### Малосигнальная система параметров

Большинству электронных схем, особенно в усилительном режиме, свойственен такой режим работы транзистора, при котором на фоне сравнительно больших постоянных токов и напряжений действуют малые переменные составляющие сигнала. Обычно в таком случае удобно анализировать постоянные и переменные составляющие сигнала отдельно, используя эквивалентные схемы для анализа переменных составляющих сигнала. Поэтому они носят наименование систем малосигнальных параметров, хотя на практике достаточно часто используются в качестве первого приближения и при анализе работы схем и при больших сигналах.

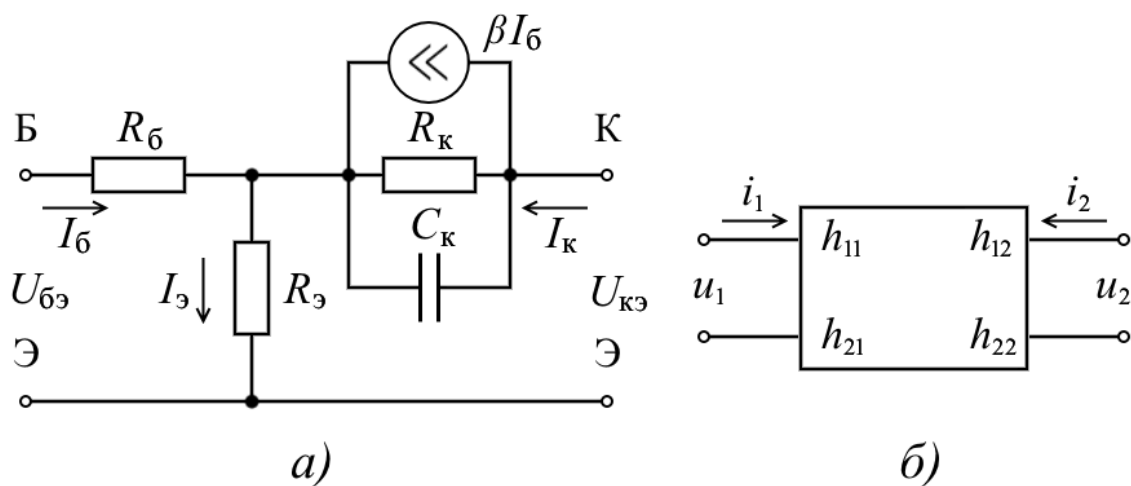


Рис. 2.11. Малосигнальные модели биполярного транзистора: а) Т-образная эквивалентная модель транзистора для схемы включения с ОЭ; б) модель транзистора в системе  $h$ -параметров

Малосигнальные эквивалентные схемы транзистора состоят из линейных элементов, параметры которых получают линеаризацией исходных характеристик транзисторов в окрестности режима работы по постоянному току.

**Физическая малосигнальная система параметров** [7] является популярной системой параметров и используется при анализе линейных электронных устройств (в первую очередь усилителей), когда транзистор можно представить линейным элементом обычно в виде Т-образной эквивалентной модели транзистора. При этом усилительные свойства транзистора моделируются включением в коллекторную цепь идеализированных источников тока или напряжения. На рис. 2.11, а показана Т-образная модель транзистора, включенного по схеме с ОЭ. Ниже приведены наименования элементов эквивалентных схем с ОЭ и с ОБ. Все величины, выступающие в качестве параметров элементов физических эквивалентных схем, имеют четкий физический смысл:

- $r_6$  — дифференциальное сопротивление материала полупроводника базовой области транзистора и равно 50...500 Ом;
- $r_3$  — дифференциальное сопротивление прямосмещенного эмиттерного перехода, зависит от тока эмиттера  $I_{Э0}$ , А. Обычно рассчитывается по формуле  $r_3 \approx 0,025/I_{Э0}$ , Ом;
- $r_k$  — дифференциальное сопротивление коллектора в схеме с ОБ, обычно это сопротивление гораздо больше  $r_3$  и  $r_6$  и составляет десятки или сотни кОм;
- $C_k$  — емкость коллекторного перехода в схеме с ОБ;
- $\alpha$  — дифференциальный коэффициент передачи тока эмиттера в схеме с ОБ  $\alpha \approx 1$ ;
- $\beta$  — дифференциальный коэффициент передачи тока базы в схеме с ОЭ

$$\beta \approx \alpha/(1-\alpha) \gg 1; \quad (2.12)$$

- $r_k^*$  — дифференциальное сопротивление коллектора в схеме с ОЭ

$$r_k^* \approx r_k(\beta + 1); \quad (2.13)$$

- где  $C_k^*$  — емкость коллекторного перехода в схеме с ОЭ

$$C_k^* \approx C_k(\beta + 1). \quad (2.14)$$

Достоинством физической модели транзистора является простота аналитических расчетов транзисторов с включением дополнительных элементов (резисторов, емкостей) в эквивалентную схему устройства. Однако для каждой схемы включения транзисторов (ОЭ, ОБ, ОК) нужны свои физические параметры, что требует дополнительного пересчета величин параметров, так как в справочниках приводится, как правило, один вид – либо для ОЭ, либо для ОБ. Справочники с физическими параметрами компактны, удобны, поддерживаются всеми фирмами производителями транзисторов в бумажном и электронном виде. Широко используются для расчета аналоговых электронных схем, в первую очередь усилительных.

**Система малосигнальных  $h$ -параметров** [7] используется для анализа линейных устройств, где транзистор, независимо от схемы включения, представляется линейным активным четырехполюсником (рис. 2.11, б) на входе которого действует ток  $i_1$  и напряжение  $u_1$ , а на выходе ток  $i_2$  и напряжение  $u_2$ .

Такой четырехполюсник можно описать в разных системах формальных параметров. На практике чаще используются  $h$ -параметры, так как они наиболее удобны для практических измерений. Система уравнений, показывающая связь напряжений и токов с параметрами, имеет вид

$$\begin{cases} u_1 = h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot u_2 \\ i_2 = h_{21} \cdot i_1 + h_{22} \cdot u_2 \end{cases}.$$

Физический смысл соответствующих коэффициентов следующий:

- входное сопротивление при коротком замыкании на выходе

$$h_{11} = \left. \frac{u_1}{i_1} \right|_{\text{при } u_2=0}; \quad (2.15)$$

- коэффициент обратной связи по напряжению

$$h_{12} = \left. \frac{u_1}{u_2} \right|_{\text{при } I_1=0}; \quad (2.16)$$

- коэффициент передачи по току при коротком замыкании на выходе

$$h_{21} = \left. \frac{i_2}{i_1} \right|_{\text{при } u_2=0}; \quad (2.17)$$

- выходная проводимость при холостом ходе на входе

$$h_{22} = \left. \frac{i_2}{u_2} \right|_{\text{при } I_1=0}. \quad (2.18)$$

В справочниках обычно приводятся формулы (табл. 2.3) пересчета параметров из одной малосигнальной системы параметров в другую, а также способы определения малосигнальных параметров биполярных транзисторов по графическим ВАХ [3, 7].

Таблица 2.3. Связь физических параметров и  $h$ -параметров биполярного транзистора

Параметр	ОЭ	ОБ
$\beta$	$h_{12э}$	$\frac{ h_{21б} }{1 -  h_{21б} }$
$r_э$	$\frac{h_{12э}}{h_{22э}}$	$\frac{h_{11б}}{-\frac{h_{12б}}{h_{22б}}(1 -  h_{21б} )}$
$r_к$	$(1 + h_{21э})\frac{1 - h_{12э}}{h_{22э}}$	$\frac{1}{h_{22э}}$
$r_б$	$h_{11э} - \frac{h_{12э}}{h_{22э}}(1 + h_{21э})$	$\frac{h_{12б}}{h_{22э}}$
$\alpha$	$\frac{h_{21э}}{1 + h_{22э}}$	$-h_{21б}$

Достоинством системы  $h$ -параметров применительно к усилительным устройствам является независимость расчетных формул от схемы включения транзистора. Поэтому часто ее называют системой формальных параметров.

Недостатком этой системы параметров является то, что для каждой схемы включения транзистора (ОЭ, ОБ, ОК) необходимо иметь свои  $h$ -параметры. Так как в справочниках обычно приводятся  $h$ -параметры для одной схемы включения (чаще для ОЭ), то для других схем включения их необходимо пересчитывать.

**Математические модели транзистора** [7], которые сейчас очень широко применяются, в полной мере позволили использовать компьютерный анализ и схемотехническое моделирование электронных схем. Математическая модель даёт символическое математическое описание процессов в транзисторе и позволяет отражать с требуемой точностью реальные процессы в приборе. Математическое моделирование позволяет без больших материальных затрат провести анализ и оптимизацию характеристик различных вариантов транзисторных цепей. По сути, математическая модель не только транзистора, но и других электронных компонент, - это математическое описание связей между токами и напряжениями, возникающими в приборе, например, в виде уравнения ВАХ или дифференциального уравнения переходных процессов. Основой математической модели биполярного транзистора является система



уравнений Эберса-Молла по имени создателей первой практически удобной модели биполярного транзистора (1954 г. Джуэл Эберс и Джон Молл), представляющая совокупность эквивалентной схемы транзистора и математических выражений, описывающих элементы этой схемы. Различные варианты этой модели с развитием вычислительной техники и компьютерных методов анализа электронных схем стали широко использоваться на практике. Для определения аналитических зависимостей токов и напряжений в транзисторе используется простая эквивалентная схема транзистора (рис. 2.12),  $p$ - $n$  переходы которого представлены в виде диодов, включенных навстречу друг другу. Взаимодействие между  $p$ - $n$  переходами (диодами) учитывается генераторами токов  $\alpha_1 \cdot I_2$  и  $\alpha_2 \cdot I_1$ , где  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$ ,  $I_1$ ,  $I_2$  – коэффициенты передачи и токи соответствующего перехода. Анализ этой схемы позволил получить математические выражения, связывающие токи базы, коллектора и эмиттера в биполярном транзисторе. По сути, эти уравнения являются ВАХ транзистора в математической форме, описывающими характеристики биполярных транзисторов во всех режимах работы. Значение их столь велико, что они заслужено известны как уравнения Эберса-Молла по имени из создателей.

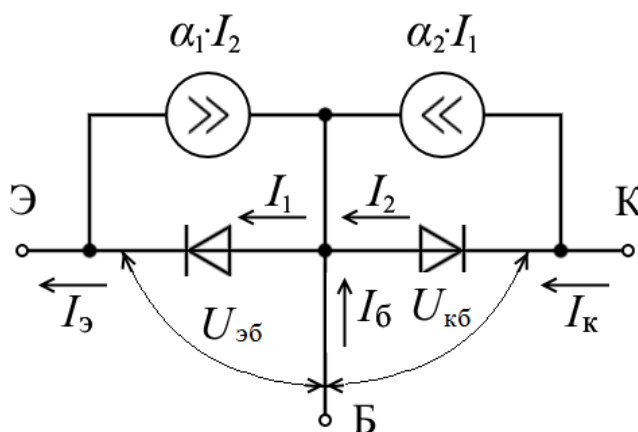


Рис. 2.12. Эквивалентная схема  $n$ - $p$ - $n$  транзистора Эберса-Молла

Этот вид параметров пригоден для расчетов как аналоговых, так и импульсных электронных схем. Он поддерживается всеми производителями транзисторов обычно в виде *SPICE*-моделей, которые разрабатывались применительно к программе *SPICE*, откуда и получили свое название. *SPICE* программа с открытым исходным кодом (*Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis* — моделирующая программа электронных схем общего назначения). Математические модели не только транзисторов, но и других электронных компонентов, обеспечивают высокую достоверность результатов моделирования и широко используются в современных профессиональных

расчетах с помощью различных моделирующих программ (MicroCap, Electronics Work Bench, OrCAD, TINA-TI и др.).

### 2.2.3. Мощные биполярные транзисторы

Конструкция и характеристики мощных биполярных транзисторов существенно отличаются от конструкций маломощных приборов. Это объясняется тем, что мощные транзисторы должны рассеивать большую мощность на коллекторном переходе и выдерживать большие напряжения коллектор-эмиттер. Конструктивно мощный биполярный транзистор выполняется в виде вертикальной структуры [4]. Выводы эмиттера и базы располагаются сверху, а коллектор подключен к металлизированной подложке. Для улучшения равномерности распределения токов металлические контакты эмиттера и базы делятся на несколько частей или выполняются в виде ячеистой структуры из множества элементарных ячеек, выполненных на одной подложке и соединённых параллельно (рис. 2.13, б).

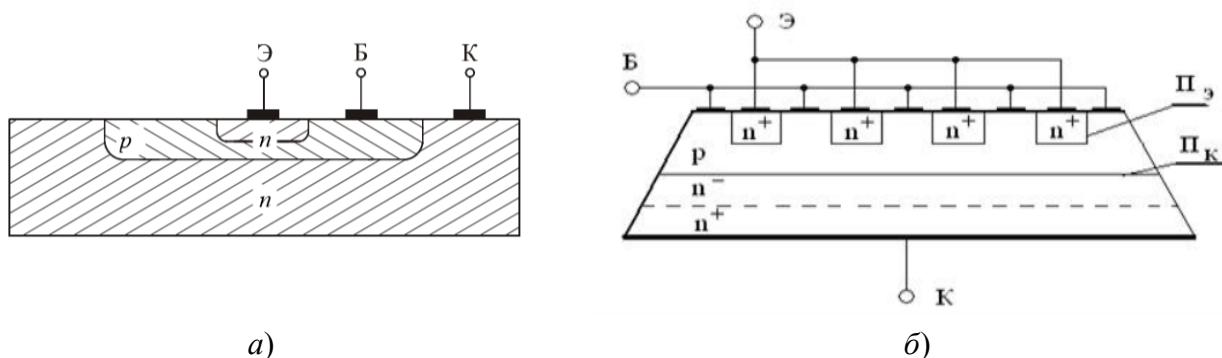


Рис. 2.13. Биполярный транзистор: а) базовая ячейка транзистора  $n$ - $p$ - $n$ ; б) структура силового транзистора

Структура коллектора мощного биполярного транзистора имеет две области: слаболегированную дрейфовую область ( $n^-$ ) и сильнолегированную подложку ( $n^+$ ). Поскольку дрейфовая область ( $n^-$ ) легирована слабее, чем база ( $p$ ), область объемного заряда распространяется главным образом в область коллектора, а не в базу. Благодаря этому повышается допустимое значение коллекторного напряжения. Однако ценой такого увеличения напряжения пробоя является снижение коэффициента усиления при больших токах и увеличение времени переключения. У мощных биполярных транзисторов значения параметра  $\beta$  находятся в пределах 30...80.

Процесс переключения биполярного транзистора определяется двумя факторами:

- процессами накопления и рассасывания неосновных носителей в базе, формирующих ток коллектора  $i_k$ ;
- наличием паразитных емкостей  $C_{бэ}$ ,  $C_{бк}$ ,  $C_{кэ}$ , которые перезаряжаются при переключениях.

Временные характеристики процесса переключения биполярного транзисторного ключа приведены на рис. 2.14.

В исходный момент времени входное напряжение  $U_{вх}=0$ , транзистор закрыт и ток коллектора  $i_k$  равен неуправляемому току  $I_{к0}$ .

При подаче импульса входного напряжения появляется базовый ток  $i_b$  такой же формы. Если значение  $i_b$  достаточно для ввода транзистора в насыщение, то возрастающий ток коллектора будет стремиться к уровню

$$I_k = \beta \cdot I_b, \quad (2.19)$$

где  $\beta$  – коэффициент усиления тока транзистора.

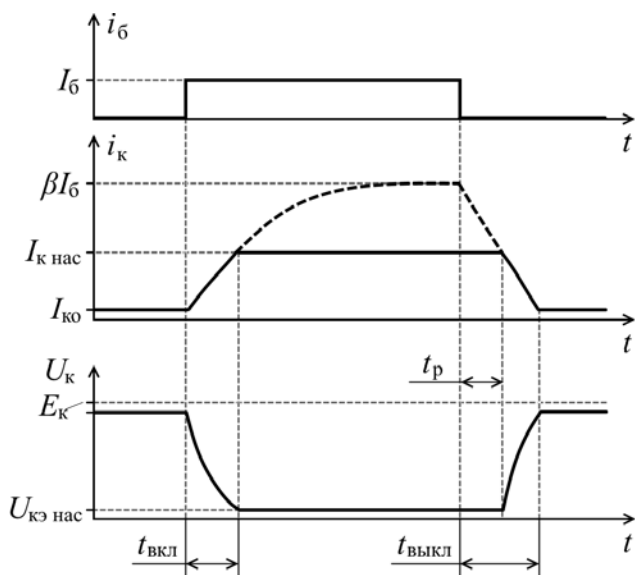


Рис. 2.14. Переходные процессы в ключе на биполярном транзисторе:

а) ток базы;

б) ток коллектора;

в) коллекторное напряжение

Экспоненциальный характер нарастания тока коллектора определяется наличием емкостей переходов база-эмиттер ( $C_{бэ}$ ) и база-коллектор ( $C_{бк}$ ). Максимальное значение коллекторного тока  $I_{к нас}$  (тока насыщения) обусловлено сопротивлением нагрузки в цепи коллектора  $R_k$  и напряжением коллекторного питания  $U_{п}$  и не может превысить величины

$$I_{к нас} \approx U_{п} / R_k. \quad (2.20)$$

Значение коллекторного тока, в тоже время, определяется количеством неосновных носителей в базе, поэтому, когда ток  $i_k$  достигнет величины  $I_{к нас}$ , его рост прекратится, но рост числа носителей заряда в базе будет расти до

величины соответствующей току  $I_{\text{б}}$ . Таким образом, в базе транзистора накапливается избыточный заряд неосновных носителей, не участвующих в создании коллекторного тока.

Как видно из диаграммы, процесс открывания транзистора занимает некоторый интервал времени  $t_{\text{вкл}}$ . Уменьшение этого времени на практике достигают повышением в 1,5 - 3 раза базового тока, по отношению к току, достаточному для введения транзистор в насыщение

$$I_{\text{б}} = (1,3 \dots 3) I_{\text{б нас}} . \quad (2.21)$$

Однако увеличение базового тока приводит к увеличению избыточного заряда неосновных носителей в базе, которые после снятия входного сигнала (отключения тока  $I_{\text{б}}$ ) продолжают поддерживать некоторое время  $t_{\text{р}}$  коллекторный ток неизменным. Отрезок времени  $t_{\text{р}}$  называют временем рассасывания неосновных носителей в базе. Только после удаления избыточного заряда из базы начинается процесс уменьшения коллекторного тока до уровня  $I_{\text{к0}}$ .

Наиболее важным динамическим параметром биполярного транзистора является время запираания – время переключения из режима насыщения в режим отсечки. Отпираание – переключение из режима отсечки в режим насыщения происходит относительно быстро и определяется временем перезарядки емкостей эмиттерного и коллекторного переходов. Процесс переключения из режима насыщения в режим отсечки (запираание) длится значительно дольше, поскольку требует рассасывания избыточного заряда, накопившегося в базе. В быстродействующих ключевых схемах принимают меры для уменьшения времени рассасывания  $t_{\text{р}}$ , и соответственно, времени выключения  $t_{\text{выкл}}$ , в целом.

Силовые ключи, построенные на биполярных транзисторах, практически вытеснены другими приборами из силовых и электропреобразовательных устройств в силу присущих им недостатков:

- низкое быстродействие по сравнению с силовыми ключами других типов;
- низкий коэффициент передачи по току в области больших нагрузок и, как следствие, сложность и большая стоимость систем управления;
- малая стойкость к перегрузкам.

Биполярные транзисторы сохраняют еще позиции в бюджетных приборах, где основное требование – низкая стоимость.

#### 2.2.4. Составной транзистор

Для увеличения коэффициента усиления по току  $\beta$  силового ключа используется каскадное соединение двух (редко - трех или более) биполярных транзисторов, включённых таким образом, что нагрузкой в эмиттерной цепи предыдущего каскада является переход база-эмиттер транзистора последующего каскада (то есть эмиттер предыдущего транзистора соединяется с базой последующего), при этом коллекторы транзисторов между собой соединены. В такой схеме ток эмиттера предыдущего транзистора является базовым током последующего транзистора. Транзисторы, включенные по такой схеме, образуют так называемый составной транзистор или транзистор включенный по схеме Дарлингтона (по имени инженера-электрика Sidney Darlington) (рис. 2.15, а).

Приведенная схема эквивалентна одиночному  $n-p-n$  транзистору. В данной схеме ток эмиттера транзистора  $VT1$  является током базы транзистора  $VT2$ . Ток коллектора составного транзистора определяется в основном током транзистора  $VT2$ .

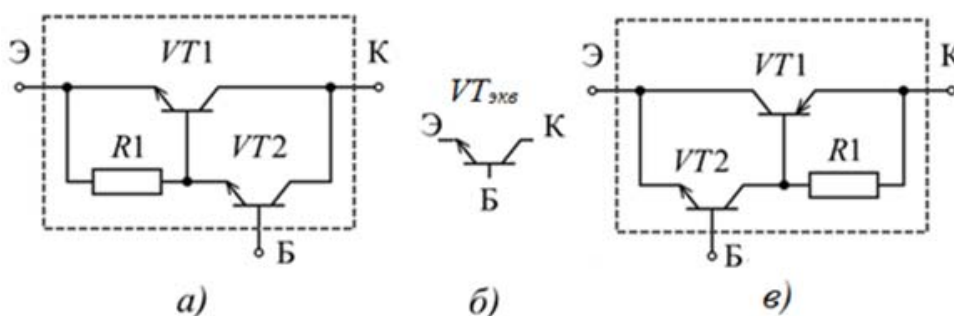


Рис. 2.15.  
Составной транзистор:  
а) схема Дарлингтона;  
б) эквивалентный транзистор;  
в) схема Шиклаи

Основным преимуществом составного транзистора (схемы Дарлингтона) является высокий коэффициент усиления по току  $\beta_{\text{сост}}$ , который можно приблизительно определить, как произведение коэффициентов усиления по току  $\beta_1$  и  $\beta_2$  входящих в схему транзисторов  $VT1$  и  $VT2$

$$\beta_{\text{сост}} = \beta_1 \cdot \beta_2. \quad (2.22)$$

Если коэффициент усиления одного маломощного транзистора равен 100, а другого мощного 50 то коэффициент усиления составного транзистора равен произведению этих величин, то есть  $\beta_{\text{сост}} = 5000$ . Высокий коэффициент усиления по току обеспечивает управление выходными токами, превышающими входной на несколько порядков, малым током, поданным на управляющий вход составного транзистора.

В биполярных транзисторах коэффициент  $\beta$  достаточно сильно зависит от тока коллектора. Поэтому при малых токах коллектора транзистора  $VT1$  его значение  $\beta$  может значительно уменьшиться. Чтобы при всех значениях входного тока  $\beta$  оставался высоким между базой и эмиттером транзистора  $VT1$  включают резистор  $R1$ , являющийся нагрузкой транзистора  $VT2$ , что позволяет улучшить некоторые характеристики составного транзистора. Величина резистора выбирается с таким расчётом, чтобы ток коллектор-эмиттер транзистора  $VT2$  в закрытом состоянии (начальный ток коллектора) создавал на резисторе падение напряжения ниже порога открывания транзистора  $VT1$ . Таким образом, ток утечки транзистора  $VT2$  не усиливается транзистором  $VT1$ , снижая общий ток коллектор-эмиттер составного транзистора в закрытом состоянии. Применение резистора  $R1$  также стеканию заряда неосновных носителей из базы транзистора  $VT1$  при его запираании и способствует увеличению быстродействия. Величина сопротивления  $R1$  составляет сотни Ом для мощного и единицы кОм - для маломощного составного транзистора. Подобное решение использовано в мощном составном  $n-p-n$  транзисторе типа КТ825 с коэффициентом усиления по току около 1000 при коллекторном токе 10 А.

Из недостатков схемы Дарлингтона следует отметить повышенное напряжение  $U_{кэ\text{ нас}}$  в насыщенном состоянии. Если в обычных транзисторах  $U_{кэ\text{ нас}}$  составляет порядка 0,2 В, то в составном транзисторе из двух транзисторов это напряжение возрастает до 0,9 В. Объясняется это следующим: для того, чтобы открыть составной транзистор необходимо открыть транзистор  $VT1$ , а для этого на его базу следует подать напряжение  $U_{бэ} \approx 0,7$  В плюс падение напряжения на открытом транзисторе  $VT2$ .

Этого недостатка лишена схема составного транзистора на комплементарных транзисторах с разным типом проводимости [13], предложенная инженером Шиклаи (Sziklai) и получившая название пара Шиклаи (рис. 2.15, в), которая работает как эквивалентный транзистор с  $n-p-n$  проводимостью. Напряжение насыщения база - эмиттер составного транзистора по схеме Шиклаи намного ниже, чем для схемы Дарлингтона.

Общим недостатком составных транзисторов является невысокое быстродействие, поэтому они нашли широкое применение только в низкочастотных схемах.

Такие транзисторы прекрасно зарекомендовали себя в выходных каскадах мощных усилителей низкой частоты, линейных стабилизаторах напряжения, в схемах управления электродвигателями, а также в коммутаторах электронных схем зажигания автомобилей.

### 2.3. Полевые транзисторы

Сегодня полевые транзисторы стали одними из самых распространенных элементов электронной индустрии и входят в состав широчайшего круга изделий - от микропроцессоров до силовых интегральных схем. Семейство полевых транзисторов достаточно широко и разнообразно, однако в электропреобразовательной технике в основном используются полевые транзисторы с изолированным затвором типа МОП (Металл Оксид Полупроводник) или МДП (Металл Диэлектрик Полупроводник) по зарубежной терминологии MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor). Термины МОП и МДП являются синонимами для кремниевой технологии, так как в структуре транзистора в качестве диэлектрического слоя, препятствующего протеканию тока между управляющим электродом (затвором) и каналом (исток-сток) используется окись кремния  $SiO_2$  - дешевая и технологичная разновидность диэлектрика. В других технологиях (например, GaAs – арсенид галлия) в качестве подзатворного диэлектрика используется пленка  $Al_2O_3$ . Таким образом, термин МДП не привязан к кремниевой технологии и является более универсальным. В англоязычной литературе есть единственный вариант MOS (Metal Oxide Semiconductor), что буквально соответствует МОП.

Принцип работы полевых транзисторов чрезвычайно прост и был предложен примерно на 20 лет раньше появления биполярных транзисторов. Однако первые маломощные (сигнальные) полевые транзисторы появились лишь в конце пятидесятих годов прошлого века, в то время как силовые полевые транзисторы удалось создать только в середине 70-х годов.

У полевого транзистора сила проходящего через него тока регулируется внешним электрическим полем, то есть напряжением. Это принципиальное различие между полевым и биполярным транзистором. У биполярных транзисторов сила основного тока регулируется управляющим током. Входное сопротивление полевых транзисторов очень высокое, достигает  $10^{11}$  Ом и выше (для сравнения у биполярных транзисторов оно составляет единицы кОм). В литературе их иногда называют униполярными транзисторами, поскольку ток через транзистор в них осуществляется переносом только основными носителями заряда (электронами - *n*-типа, или дырками - *p*-типа).

Технологически полевые транзисторы (FET - Field Effect Transistors) разделяются на два типа:

- полевые транзисторы с управляющим  $p$ - $n$  переходом, когда канал протекания тока через транзистор отделен от управляющего электрода (затвора) обратным смещенным  $p$ - $n$  переходом (JFET - Junction Gate Field-Effect Transistor);
- полевые транзисторы с изолированным каналом, когда управляющий электрод отделен от канала слоем диэлектрика (MOSFET – Metal Oxide Semiconductors FET).

### **2.3.1. Полевые транзисторы с управляющим $p$ - $n$ переходом**

Полевой транзистор с управляющим  $p$ - $n$  переходом представляет собой полупроводниковое устройство с тремя выводами, у которого модуляция проводимости канала которого происходит за счет изменения толщины слоя объемного заряда  $p$ - $n$  перехода, смещенного в обратном направлении. Как полевым транзисторам JFET, так и биполярным свойственна высокая эффективность, быстродействие, надежность и дешевизна, могут выполнять сходные функции в большинстве электронных схем. Характеризуются хорошей технологической совместимостью с биполярной технологией и используются при производстве аналоговых ИС. Полевые транзисторы с управляющим  $p$ - $n$  переходом существует в виде двух разновидностей - с  $n$ - и  $p$ -каналом, подобно, как биполярные в виде  $p$ - $n$ - $p$  и  $n$ - $p$ - $n$ . Главным преимуществом полевых транзисторов JFET является большое входное сопротивление  $R_{вх}$ .

Устройство полевого транзистора с управляющим  $p$ - $n$  переходом проще биполярного (рис. 2.16). В отличие от биполярного, у полевого транзистора нет  $p$ - $n$  переходов в пределах основного пути «канала», образованным узким участком полупроводникового материала с высоким удельным сопротивлением. Подобно биполярным транзисторам разного типа проводимости, полевые транзисторы выполняются с разной электропроводностью канала  $n$ - или  $p$ -типа, подключенным к выводам исток «И» ( $S$  - Source) и сток «С» ( $D$  - Drain). Управление током, протекающим по этому каналу, достигается изменением напряжения, приложенного к затвору «З» ( $G$  - Gate).

Транзистор с полевым эффектом, является «однополярным» устройством, проводимость которого зависит только от носителей заряда в канале:  $n$ -канальные или  $p$ -канальные полевые транзисторы. Получила широкое распространение структура полевого транзистора с управляющим  $p$ - $n$  переходом. Каналом является слой полупроводникового материала с высоким удельным сопротивлением, ограниченный  $p$ - $n$  переходом. Области затвора и



канала образуют управляющий  $p$ - $n$  переход. Канал существует только при  $p$ - $n$  переходе, смещённом в обратном направлении [12].

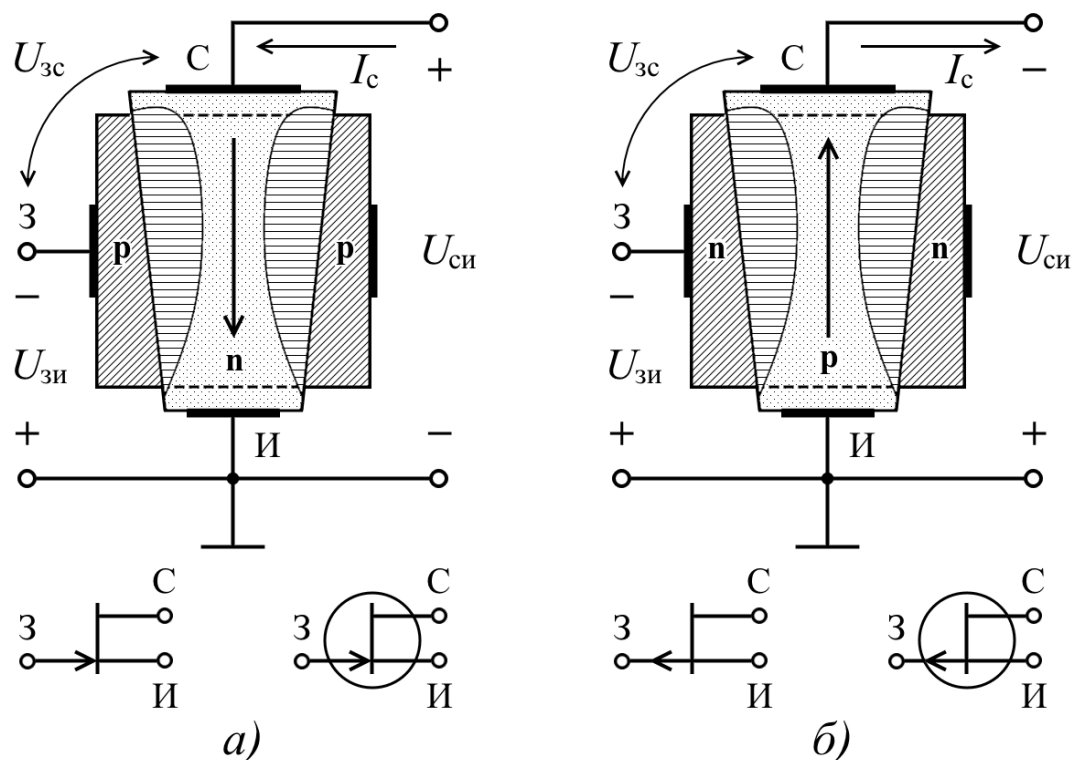


Рис. 2.16. Структура, полярность напряжений на выводах и УГО полевых транзисторов с управляющим  $p$ - $n$  переходом: а) с  $n$ -каналом; б) с  $p$ -каналом

В транзисторе с  $n$ -каналом основными носителями заряда в канале являются электроны, которые движутся вдоль канала от истока с низким потенциалом к стоку с более высоким потенциалом, образуя ток стока  $I_c$ . Между затвором и истоком полевого транзистора приложено обратное напряжение, запирающее  $p$ - $n$  переход. При увеличении запирающего напряжения на затворе увеличивается толщина обедненного слоя между областями  $p$  и  $n$ , что приводит к сужению сечения канала, уменьшению электропроводности, увеличению его сопротивления, уменьшению тока стока  $I_c$  между истоком и стоком.

При достижении некоторого напряжения  $U_{30}$  на затворе относительно истока, канал смыкается, ток стока  $I_c$  уменьшается до нуля, транзистор оказывается запертым. Очевидно, что канал может существовать только при запирающем напряжении на затворе. Поэтому для транзистора с  $n$ -каналом напряжение  $U_{зи}$  между затвором и истоком должно быть отрицательным при положительном напряжении между стоком и истоком  $U_{си}$  (рис. 2.16, а). У

транзистора с  $p$  каналом напряжение  $U_{зи}$  должно быть положительным при отрицательном напряжении между стоком истоком  $U_{си}$  (рис. 2.16, б).

Встречается два вида УГО. При отображении дискретного транзистора условное графическое обозначение транзистора помещают в кружок, символизирующий его корпус. При отображении транзистора в интегральном исполнении его УГО выполняют без кружка.

Канал изображают так же, как и базу биполярного транзистора, но помещают его в середине кружка-корпуса. Символы истока и стока присоединяют к нему с одной стороны, затвора — с другой стороны на продолжении линии истока. Электропроводность канала указывают стрелкой на символе затвора.

Планарная технология, когда на одной подложке в едином технологическом процессе изготавливается множество полупроводниковых приборов или ИС, позволяет существенно снизить их стоимость, обеспечивает максимальную идентичность их параметров.

Конструктивно у полевого транзистора для планарной технологии выводы должны располагаться с одной стороны подложки. Структура планарного полевого транзистора с  $p$ - $n$  переходом показана на рис. 2.17, а.

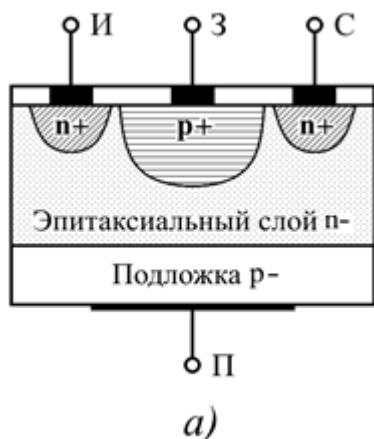


Рис. 2.17. Планарный вариант полевого транзистора с управляющим  $p$ - $n$  переходом:  
а) структура с  $n$ -каналом;  
б) конструктивное исполнение

На монокристаллической подложке из слаболегированного кремния  $p$ -типа ( $p$ -) наращивается слаболегированный эпитаксиальный слой  $n$ -типа ( $n$ -) с такой же кристаллической ориентацией, как у подложки. Методом диффузии формируются сильнолегированные области затвора  $p+$  и  $n+$  истока и стока, которые омическими контактами связываются с электродами затвор «З», сток «С» и исток «И», соответственно.

Между выводами исток-сток образуется проводящий канал  $n$ -типа с проводимостью резистивного типа, то есть позволяющий току исток-сток  $I_c$

протекать в прямом и обратном направлении. При напряжении между затвором и истоком  $U_{зи} = 0$  и, соответственно, нулевом напряжении на  $p-n$  переходе, ширина канала максимальная, через канал будет протекать ток стока  $I_c$  максимальной величины, если между стоком и истоком будет приложено напряжение  $U_{си}$  с положительной полярностью на стоке. В  $n$ -канальном  $JFET$  носителями тока через канал являются электроны. Аналогично, для  $p$ -канального  $JFET$ , легированного акцепторными примесями, носителями тока через канал являются дырки.

Проводимость канала  $n$ -канальных  $JFET$  выше (меньше сопротивление канала), чем у аналогичных транзисторов с  $p$ -каналом, поскольку электроны обладают большей подвижностью через проводник по сравнению с дырками. Это делает  $n$ -канальный  $JFET$  более эффективным проводником по сравнению с их  $p$ -канальными аналогами.

К важнейшим характеристикам полевых транзисторов относят стоко-затворную вольт-амперную характеристику и семейство стоковых вольт-амперных характеристик. Стоко-затворная ВАХ отражает зависимость тока стока  $I_c$  от приложенного к выводам затвор-исток напряжения  $U_{зи}$  при фиксированном напряжении сток-исток  $U_{си}$ . Характерная конфигурация ВАХ для полевых транзисторов с управляющим переходом и каналами  $p$ -типа и  $n$ -типа показана на рис. 2.18.

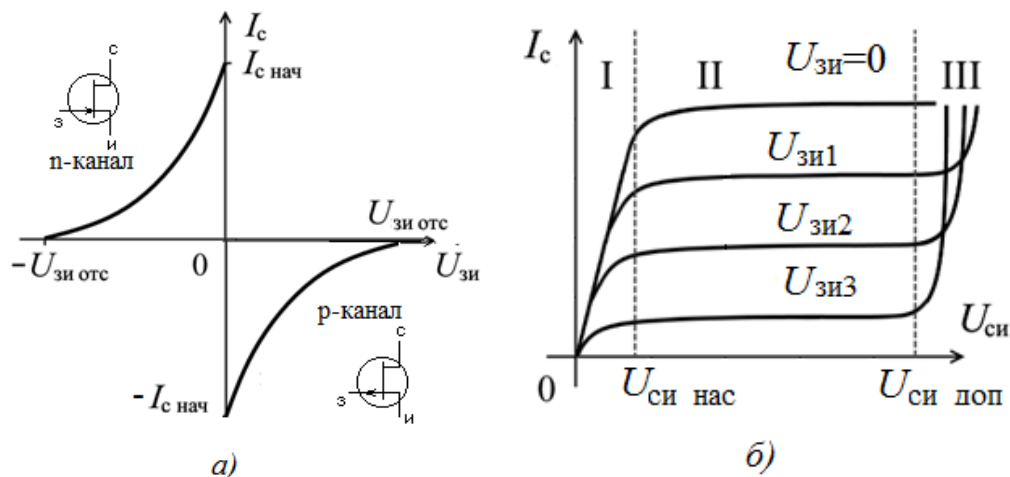


Рис. 2.18. ВАХ  $JFET$  а) стоко-затворная; б) стоковая (выходная) при разных напряжениях на затворе  $|U_{зи3}| > |U_{зи2}| > |U_{зи1}|$

Если напряжение  $U_{си}$  между стоком и истоком равно нулю, то продольное электрическое поле, обеспечивающее дрейф основных носителей от истока к стоку отсутствует, поэтому ток стока  $I_c = 0$ . При увеличении абсолютной

величины напряжения  $U_{си}$  напряженность продольного электрического поля растет, вызывая рост тока стока  $I_c$ . Ток  $I_c$ , протекающий через канал, создает по длине последнего падение напряжения, которое оказывается запирающим для  $p$ - $n$  перехода затвор-канал. Это приводит к изменению ширины обедненного слоя  $p$ - $n$  перехода вдоль канала, причем ширина  $p$ - $n$  перехода увеличивается по мере приближения к стоку. При определенном напряжении между стоком и истоком, называемым напряжением насыщения  $U_{си\text{ нас}}$ , ток стока создает вдоль канала такое падение напряжения, что происходит перекрытие канала у области стока. Дальнейший рост напряжения  $U_{си}$  приводит к динамическому равновесию, когда увеличение напряжения  $U_{си}$  и рост тока  $I_c$  вызывают увеличение длины перекрытого участка канала, а, следовательно, значительное увеличение сопротивления канала. В результате рост тока стока существенно замедляется, а транзистор переходит в режим насыщения. В режиме насыщения напряжение  $U_{си}$  перераспределяется между перекрытой и не перекрытой частями канала. При этом на перекрытой части канала напряжение остается постоянным и равным  $U_{си\text{ нас}}$ , а на участке перекрытия напряжение сток-исток составляет  $U_{си\text{ нас}}$ .

На выходной ВАХ (рис. 2.18, б) можно четко выделить три зоны. В линейной, малосигнальной области ( $0 < U_{си} < 0,2...0,6$  В) тока стока  $I_c$  резко возрастает (зона I). Это так называемая «омическая» область. Канал «исток-сток» ведет себя как резистор, а его сопротивление управляется напряжением на затворе транзистора.

Вторая зона (II) — область пологих характеристик зависит от управляющего напряжения на затворе. Она получила название области насыщения или «усилительная». Эта область имеет почти линейный вид. Здесь происходит перекрытие канала в области стока, и это перекрытие увеличивается при дальнейшем росте напряжения исток-сток. Соответственно, растет и сопротивление канала, а стоковый ток изменяется очень слабо. Именно этот участок характеристики используют в усилительной технике, поскольку здесь наименьшие нелинейные искажения сигналов и оптимальные значения малосигнальных параметров, существенных для усиления. К таким параметрам относятся крутизна стоко-затворной характеристики (*Mutual Transconductance*)  $S = dI_c / dU_{зи} = 2...50$  мА/В, внутреннее сопротивление и коэффициент усиления.

Третья область графика (III) — область пробоя, ограничивающая диапазон возможных напряжений на стоке. При пробое разрушается резистивный канал и

через транзистор протекает неконтролируемый ток. В справочниках обычно приводится значение  $U_{си\max}$  - допустимое напряжение на стоке.

Стоко-затворные характеристики полевых транзисторов (рис. 2.18, а) с управляющим  $p$ - $n$  переходом хорошо аппроксимируются выражением

$$I_c = I_{c\text{нач}} \cdot \left(1 - \frac{U_{зи}}{U_{зи\text{отс}}}\right)^n, \quad (2.23)$$

где  $I_{c\text{нач}} = I_{c0}$  – начальный ток стока (ток стока при  $U_{зи} = 0$ );  $U_{зи\text{отс}}$  – напряжение отсечки, которое по величине не отличается от напряжения перекрытия канала (напряжения насыщения).

Теоретическое значение показателя степени  $n = 2$ . Однако экспериментально наблюдаются значения  $n = 1,5 \dots 2,5$ . Такой разброс экспериментальных значений показателя степени  $n$  объясняется конструктивно-технологическими различиями, в частности, различиями распределений концентраций примесей в области канала и затвора.

Учитывая, что управление полевым транзистором осуществляется напряжением  $U_{зи}$  между затвором и истоком, то для количественной оценки управляющего воздействия  $U_{зи}$  на ток стока  $I_c$  введено понятие крутизны стоко-затворной характеристики  $S$  при постоянном напряжении сток-исток  $U_{си}$

$$S = \left. \frac{dI_c}{dU_{зи}} \right|_{U_{си}=\text{const}}. \quad (2.24)$$

Учитывая зависимость тока стока от напряжения затвор-исток (2.23) формулу (2.24) можно записать

$$S = \frac{d}{dU_{зи}} \left( I_{c\text{нач}} \cdot \left(1 - \frac{U_{зи}}{U_{зи\text{отс}}}\right)^2 \right) = \frac{2 \cdot I_{c\text{нач}}}{U_{зи\text{отс}}} \cdot \left(1 - \frac{U_{зи}}{U_{зи\text{отс}}}\right). \quad (2.25)$$

При  $U_{зи} = 0$  полученное выражение представляет собой начальную крутизну  $S_{\text{нач}}$  характеристики

$$S_{\text{нач}} = \frac{2 \cdot I_{c\text{нач}}}{U_{зи\text{отс}}}. \quad (2.26)$$

С учетом (2.26) выражение для крутизны стоко-затворной характеристики  $S$  можно записать в виде

$$S = S_{\text{нач}} \cdot \left(1 - \frac{U_{зи}}{U_{зи\text{отс}}}\right). \quad (2.27)$$

Крутизна характеристики полевого транзистора уменьшается при увеличении напряжения затвор-исток.

Одно из важнейших свойств полевых транзисторов, как уже упоминалось ранее, это очень высокое входное сопротивление  $R_{вх}$  ( $R_{in}$ ), для  $JFET$

составляющее  $10^8 \dots 10^9$  Ом. Благодаря этому, полевые транзисторы практически не потребляют ток у источников усиливаемого сигнала.

Быстродействие *JFET* приборов связано в первую очередь со скоростью перезаряда паразитных емкостей. В связи с малыми рабочими токами через транзистор, их быстродействие, как правило, невысокое.

Значительным недостатком *JFET* по сравнению с биполярными транзисторами является очень низкий коэффициент усиления по напряжению. Если построить усилитель на основе *JFET*, то можно добиться коэффициента стабилизации по напряжению  $K_u$  в лучшем случае около 20. При аналогичном использовании биполярного транзистора с высоким значением  $\beta$  (коэффициент усиления биполярного транзистора в схеме с *ОЭ*) можно достичь  $K_u$  в несколько сотен.

Поэтому для качественных усилителей нередко используются совместно оба типа транзисторов. Например, входной каскад выполняется на полевом транзисторе с высоким входным сопротивлением  $R_{вх}$ , благодаря чему обеспечивается согласование входного сопротивления усилителя с высокоомным источником сигнала. А уже потом, с помощью биполярного транзистора усиливают сигнал по напряжению.

*JFET* как в дискретном исполнении, так и в виде ИС выпускаются только как маломощные приборы с небольшими токами стока  $I_c$  (единицы мА) и допустимыми напряжениями на стоке  $U_{си доп}$  (десятки В). Как любые транзисторы, в схемах они обозначаются *VT*. В справочниках за кремниевыми *JFET* транзисторами зарезервировано буквенное обозначение КП или 2П (например, транзисторы КП103М). Вследствие хорошей технологической совместимости с биполярными ИС иногда используется в составе аналоговых ИС. В электропреобразовательной технике приборы *JFET* имеют ограниченное применение, например, в схемах маломощных генераторов стабильного тока, эталонных источников тока и напряжения.

### **2.3.2. Полевые транзисторы с встроенным каналом**

В данном разделе рассматривается разновидность полевых транзисторов, пожалуй, наиболее востребованных в настоящее время, а именно полевые транзисторы с изолированным затвором, у которых затвор отделен в электрическом отношении от канала слоем диэлектрика. Порядок чередования слоев (металл – диэлектрик – полупроводник) дал название таким приборам МДП транзисторы. В кремниевой технологии в качестве диэлектрика используется оксид кремния  $SiO_2$ . Отсюда второе распространенное название МОП-транзисторы (металл – оксид – полупроводник).

Принцип действия МДП - транзисторов основан на изменении проводимости поверхностного слоя полупроводника под воздействием поперечного электрического поля. Поверхностный слой является токопроводящим каналом этих транзисторов. У МДП транзисторов кроме электродов исток, сток и затвор, имеется еще один электрод (так называемый «подложка», этот вывод обозначают «П»), напряжение на котором также может изменять свойства транзистора.

МДП транзисторы с изолированным затвором выпускаются двух видов: с встроенным (depletion mode transistor – транзистор в режиме обеднения) и индуцированным каналом (enhancement mode transistor - транзистор в режиме обогащения). В первом случае канал создается при изготовлении транзистора технологически, путем ионной имплантации примесей. Во втором случае канал индуцируется (возникает) под воздействием поперечного электрического поля. Каждый из перечисленных видов транзисторов может быть реализован с каналом  $p$ - или  $n$ -типа.

Структура МДП транзистора с изолированным затвором и встроенным каналом  $n$ -типа показана на рис. 2.19, а. В исходной пластинке кремния  $p$ -типа с относительно высоким удельным сопротивлением с помощью диффузионной технологии созданы две легированные области с противоположным типом электропроводности. На эти области нанесены металлические электроды – исток и сток. Между истоком и стоком имеется поверхностный канал с электропроводностью  $n$ -типа. Поверхность кристалла полупроводника между истоком и стоком покрыта тонким слоем диэлектрика. На этот слой нанесен металлический электрод – затвор. Наличие слоя диэлектрика позволяет подавать на затвор управляющее напряжение обеих полярностей.

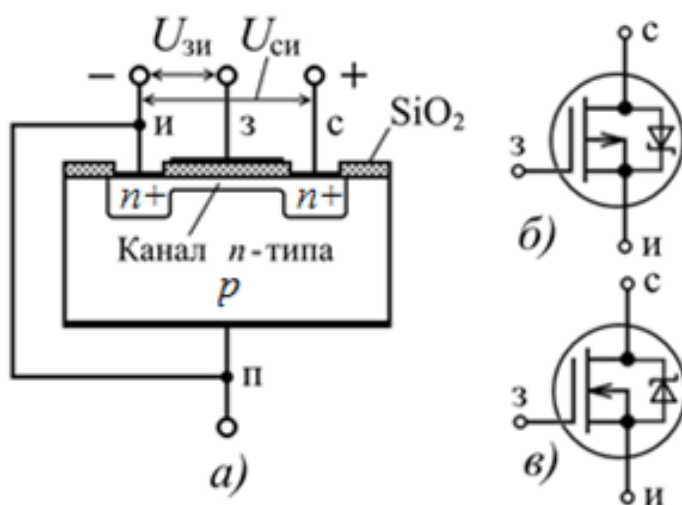


Рис. 2.19. Полевой транзистор с изолированным затвором и встроенным каналом:

а) структура  $n$ -канального транзистора;

б) УГО  $p$ -канального транзистора;

в) УГО  $n$ -канального транзистора

Канал создается технологически при изготовлении транзистора путем ионной имплантации (внедрение атомов примеси бомбардировкой ионами) примесей. При отрицательном напряжении на затворе относительно истока имеет место явление обеднения канала (уменьшение числа носителей заряда). При этом электроны выталкиваются из канала в  $p$ -область, что приводит к уменьшению тока через канал. При положительном напряжении затвор-исток наоборот имеет место обогащение канала электронами, пришедших в канал из областей  $p$  и  $n^+$ , что приводит к увеличению тока через канал. Таким образом, такой полевой транзистор может работать и при положительных и при отрицательных значениях напряжения затвор-исток. Транзистор с встроенным каналом проводит ток уже при нулевом напряжении на затворе. При отрицательном напряжении на затворе работает в обеднённом режиме (транзистор открыт, но пропускает меньший ток через канал). Если же к затвору приложить положительное напряжение, то он продолжит открываться и перейдёт в так называемый режим обогащения - ток стока будет увеличиваться. При этом ток по цепи затвора не протекает, так как затвор изолирован от канала.

Примерный вид семейства выходных ВАХ полевых транзисторов с изолированным затвором и встроенным каналом изображен на рис. 2.20.

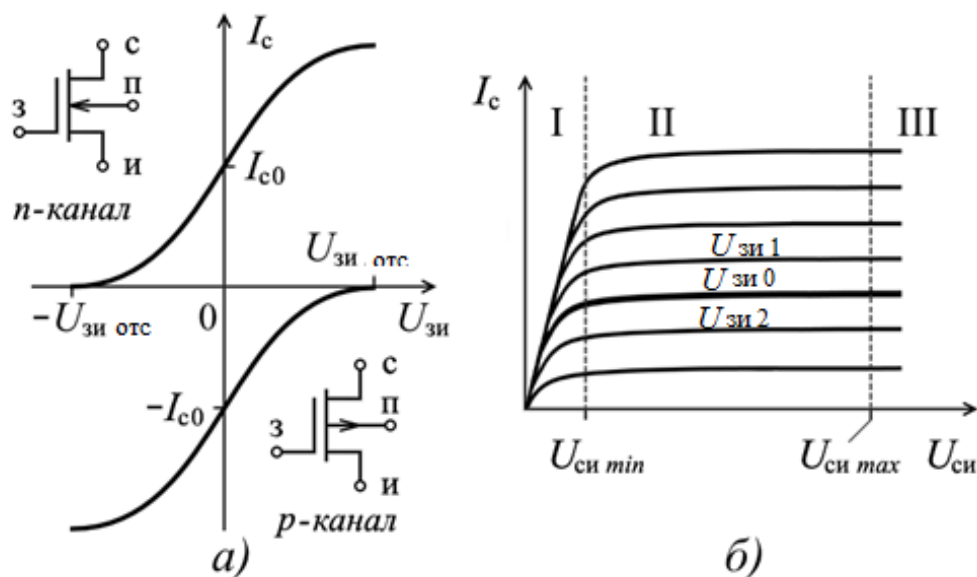


Рис. 2.20. ВАХ полевого транзистора с изолированным затвором и встроенным каналом: а) сток-затворная (передаточная) ВАХ  $n$ - и  $p$ -канального транзистора; б) выходная ВАХ  $n$ -канального транзистора, где  $U_{з0} = U_{з\text{отс}}$ ,  $U_{з1} > U_{з0}$ ,  $U_{з2} < U_{з0}$

Особенностью полевого транзистора является то, что на проводимость канала оказывает влияние как управляющее напряжение  $U_{зи}$ , так и напряжение



$U_{\text{си}}$ . При напряжении  $U_{\text{си}} = 0$  выходной ток стока  $I_{\text{с}} = 0$ . При напряжении  $U_{\text{си}} > 0$  и  $U_{\text{зи}} = 0$  через канал протекает ток стока  $I_{\text{с}}$ , в результате чего создается падение напряжения, возрастающее в направлении стока. Суммарное падение напряжения на участке исток-сток равно  $U_{\text{си}}$ .

Повышение напряжения  $U_{\text{си}}$  вызывает увеличение падения напряжения в канале и уменьшение его сечения, и, следовательно, уменьшение проводимости канала. При некотором напряжении  $U_{\text{си}}$  происходит сужение канала, при котором границы обоих  $p$ - $n$  переходов сужаются и сопротивление канала становится высоким. Такое напряжение  $U_{\text{си}}$  называют напряжением насыщения  $U_{\text{си нас}}$ . При подаче на затвор обратного напряжения  $U_{\text{зи}}$  происходит дополнительное сужение канала, и его перекрытие наступает при меньшем значении напряжения  $U_{\text{си нас}}$ . В режиме усиления используются пологие участки выходных характеристик.

Для транзистора с  $n$ -каналом режим отсечки характеризуется некоторым отрицательным значением напряжения отсечки  $U_{\text{з отс}}$ .

Эти характеристики справедливы для случая, когда электрод подложки соединен с истоком. Если этот электрод используется для управления током стока, то тогда его называют «нижним затвором», причем механизм этого управления аналогичен управлению самого затвора.

Напряжение на затворе может быть, как положительным, так и отрицательным. При нулевом напряжении на затворе  $U_{\text{зи}} = 0$  через канал протекает ток  $I_{\text{с}0}$ .

Условие запираания для МДП транзистора с встроенным  $n$ -каналом состоит в том, что напряжение на затворе  $U_{\text{зи}}$  должно быть более отрицательным, чем напряжение отсечки  $U_{\text{отс}}$ . Для МДП транзисторов с встроенным  $p$ -каналом условие запираание транзистора происходит при напряжении на затворе  $U_{\text{зи}}$  более положительным, чем напряжение отсечки  $U_{\text{отс}}$ .

Динамические характеристики устройств с подобными транзисторами всецело зависят от скорости перезаряда паразитных емкостей и при малых токах  $I_{\text{с}}$  их быстродействие относительно невысокое.

МДП транзисторы с встроенным каналом выпускаются в дискретном и интегральном исполнении только как маломощные приборы.

В линейной области стоковых характеристик полевые транзисторы ведут себя подобно резисторам, управляемым напряжением, а в области насыщения они являются источниками тока, управляемыми напряжением.

С любыми МДП транзисторами необходимо соблюдать меры предосторожности с целью предотвращения пробоя статическим электри-

ческим зарядом изолирующего слоя между затвором и каналом на стадии производства, во время транспортировки, хранения и эксплуатации. Основными составляющими комплексной антистатической защиты являются антистатические браслеты, покрытия, пакеты, контейнеры, наклейки, измерители статического напряжения, ионизаторы. Выводы транзистора замыкаются перемычкой, которая удаляется после установки транзистора в схему.

Область применения *МДП* транзисторов с встроенным каналом:

- входные каскады усилителей низких и высоких частот;
- зарядочувствительные усилители;
- переключающие и коммутирующие устройства;
- регулируемое сопротивление, управляемое напряжением на затворе (электронный потенциометр) с гальванической развязкой между управляющими и регулируемыми цепями;
- интегральный резистор в цифровых ИС.

### ***2.3.3. Полевые транзисторы с индуцированным каналом***

В полевых транзисторах с индуцированным каналом, как уже ясно из названия, канал отсутствует при нулевом напряжении на затворе и индуцируется (возникает) только при определенной напряженности поперечного электрического поля затвора.

При подаче на затвор напряжения той же полярности, что на стоке прямое относительно истока электрическое поле «притягивает» электроны из сильнолегированных областей в подложку в направлении затвора. И по достижении напряжением на затворе определенного значения в приповерхностной зоне произойдет так называемая инверсия типа проводимости. При этом концентрация электронов превысит концентрацию дырок, и между стоком и истоком возникнет тонкий канал *n*-типа. Транзистор начнет проводить ток, тем сильнее, чем выше напряжение на затворе. Очевидно, что транзистор с индуцированным каналом функционирует только в режиме обогащения. При снижении напряжения на затворе ниже порогового, канал исчезает, транзистор запирается. Простота управления ключом (ключ замкнут - если напряжение на затворе  $U_z > U_{\text{пор}}$  и разомкнут – при  $U_z < U_{\text{пор}}$ ) обеспечили популярность и широкое распространение таких транзисторов в устройствах переключения – силовой электронике, цифровых ИС и источниках вторичного электропитания.

В связи с тем, что затвор отделён от подложки диэлектрическим слоем, ток в цепи затвора ничтожно мал, мала и мощность, потребляемая от источника

сигнала в цепи затвора и необходимая для управления относительно большим током стока. Таким образом, МДП-транзистор с индуцированным каналом может производить усиление электромагнитных колебаний по напряжению и по мощности. Международное название МДП-транзистора с индуцированным каналом – MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor).

Конструктивно мощные MOSFET ключи (напряжения – сотни В, токи – десятки А) выпускаются как дискретные приборы и интегральные модули (рис. 2.21). Дискретные MOSFET оформляются в металлических, пластмассовых или керамических корпусах, их конструкции практически не отличаются от конструкций биполярных транзисторов. Для эффективного охлаждения мощные транзисторы имеют поверхности для теплового контакта и возможность крепления к тепловой трубе или радиатору охлаждения.

Принцип действия полевых транзисторов с изолированным затвором MOSFET основан на изменении проводимости поверхностного слоя полупроводника под воздействием поперечного электрического поля (рис. 2.21, а).

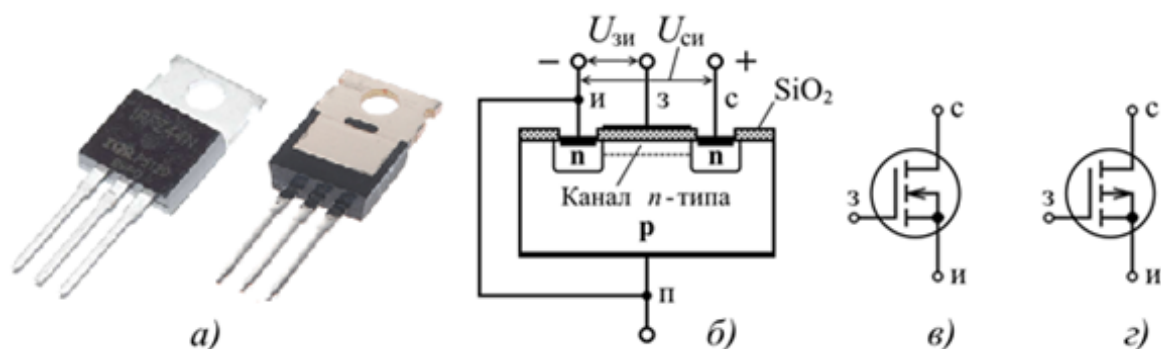


Рис. 2.21. MOSFET: а) конструктивное исполнение мощных транзисторов; б) структура с индуцированным каналом *n*-типа; в) УГО с *n*-каналом; г) УГО с *p*-каналом

Под влиянием электрического поля, создаваемого изолированным (при помощи слоя оксида кремния) затвором, в области, находящейся под ним (области канала), происходит явление, называемое «инверсией проводимости» — часть *p*-области под затвором насыщается индуцированными (притянутыми полем) электронами, в результате становясь областью с *n*-проводимостью. Таким образом, между *n*-областью истока и *n*-областью стока образуется *n*-канал, способный за счет электронной проводимости проводить ток от истока к стоку. Четвертый электрод – подложка П (Substrate) может быть выведен

отдельно и использоваться как второй затвор (двухзатворные транзисторы) или часто соединяется с истоком, как показано на рис. 2.21, б, в.

Канал может быть образован положительными носителями заряда – дырками ( $p$ ) или отрицательными носителями заряда – электронами ( $n$ ). Так для транзисторов с каналом типа  $p$ , чтобы обеспечить перенос носителей через канал, напряжение на стоке относительно истока  $U_{си}$  должно быть отрицательное. Для транзисторов с каналом  $n$ -типа, напряжение на стоке  $U_{си}$  должно быть положительным. В силу ряда причин  $n$ -канальные MOSFET имеют лучше характеристики, чем  $p$ -канальные и являются самыми востребованными в настоящее время ключевыми элементами в цифровой и электропреобразовательной технике.

Стоко-затворные характеристики MOSFET похожи на соответствующие ВАХ полевого транзистора с управляющим  $p$ - $n$  переходом. Ток стока MOSFET зависит как от значения, так и от полярности напряжений сток - исток и затвор - исток. При напряжении на затворе ниже порогового  $|U_{зи}| < |U_{пор}|$  транзистор заперт, ток стока  $I_c$  практически равен нулю (рис. 2.22, а).

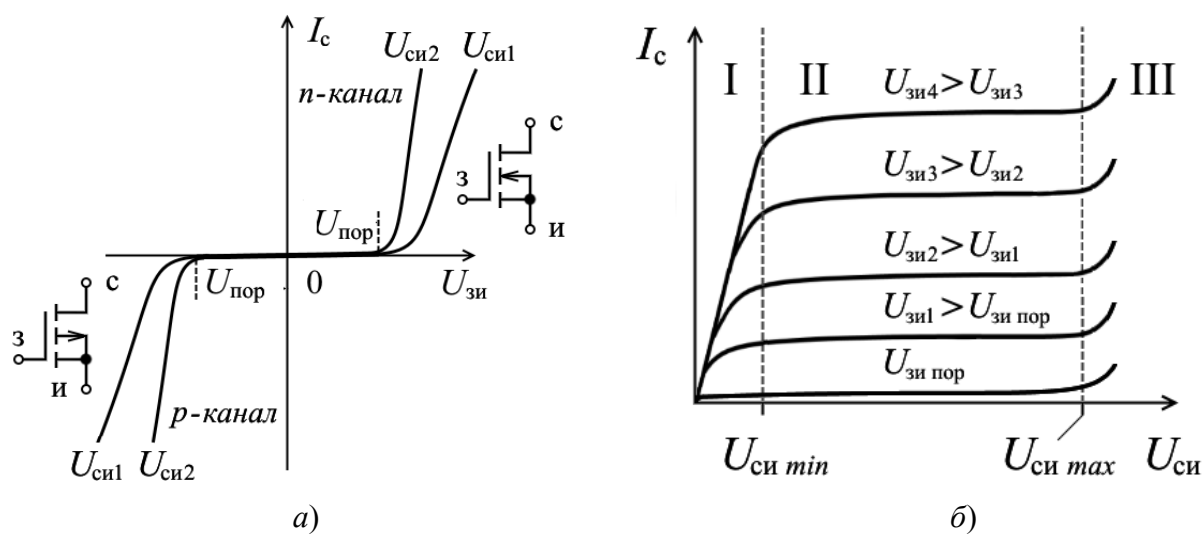


Рис. 2.22. ВАХ MOSFET: а) стоко-затворная (проходная) и УГО транзистора с  $n$ - и  $p$ -каналом; б) стоковая (выходная)

При небольшом превышении напряжения на затворе порогового значения  $||U_{зи}| > |U_{пор}|$ , увеличение напряжения на стоке от нуля вызывает резкое возрастание тока стока, которое продолжается до наступления насыщения тока стока. Затем ток устанавливается и остаётся относительно постоянным.

Аналогично биполярному транзистору, полевой транзистор имеет подобные области работы - области линейного режима и насыщения (область

малого сопротивления сток–исток). И ведёт он себя в этих режимах аналогично биполярному транзистору. На выходной характеристике MOSFET можно выделить три характерные области (рис. 2.22, б). При малых напряжениях сток - исток (зона I) зона резкого возрастания тока стока сопротивление канала имеет омический характер. Это так называемая «омическая» область. Канал «исток-сток» ведет себя как резистор, чье сопротивление управляется напряжением на затворе транзистора, здесь действует закон Ома, ток  $I_{си}$  растет прямо пропорционально росту напряжения  $U_{си}$ . Ток может протекать в обоих направлениях. В этом состоит отличие полевых транзисторов от электронных ламп, в которых поток электронов всегда имеет одно направление - от катода к аноду. Используется в случае, когда MOSFET применяется в схеме в качестве переменного резистора, управляемого напряжением (аттенюаторы, линейные стабилизаторы).

Зона II — область насыщения. Она имеет почти линейный вид. Здесь происходит перекрытие канала в области стока, которое увеличивается при дальнейшем росте напряжения исток-сток. Соответственно, растет и сопротивление канала, а стоковый ток изменяется очень слабо. Именно этот участок характеристики используют в усилительной технике, поскольку здесь наименьшие нелинейные искажения сигналов и оптимальные значения малосигнальных параметров, существенных для усиления. Увеличение напряжения между стоком и истоком в этой области вызывает относительно небольшое изменение тока стока, который практически будет зависеть только от напряжения на затворе.

Когда  $U_{си}$  превышает определенное пороговое значение (напряжение пробоя  $p$ - $n$  перехода), структура полупроводника разрушается, и транзистор превращается в обычный проводник (зона III). Данный процесс не обратим, и прибор приходит в негодность.

На приведенной характеристике (рис. 2.22, а) указан уровень напряжения  $U_{пор}$ , при котором формируется канал. Концентрация носителей в канале зависит от величины поля, создаваемого затвором, то есть от напряжения на затворе [16]. Поэтому максимальный ток, проходящий через канал, является функцией этого напряжения. Этот факт определяет существование такой важной характеристики MOSFET, как крутизна. Четвертый электрод на условном обозначении транзистора подключается к металлизации на подложке.

Характерной особенностью MOSFET является то, что напряжение, соответствующее точке перегиба характеристики на границе зоны I и II

(рис. 2.22, б) при напряжении на затворе, равном нулю, численно равно напряжению отсечки и называется напряжением насыщения. Линия, соединяющая точки перегиба на характеристиках, называется линией насыщения.

#### 2.3.4. Силовые MOSFET

Режим максимального тока для MOSFET, когда транзистор полностью открыт, принципиально отличается от режима насыщения биполярного транзистора.

Сопротивление канала открытого транзистора при малых напряжениях между стоком и истоком (рис. 2.22, б) практически линейно зависит от тока и его можно представить эквивалентным сопротивлением  $R_{DS\ ON}$  по данным Datasheet составляющую десятые - сотые доли Ом. Это обуславливает малую мощность, рассеиваемую на транзисторе в статическом режиме. Следует отметить, что  $R_{DS\ ON}$  заметно увеличивается при увеличении максимально допустимого напряжения сток-исток. Полезно помнить, что у биполярного транзистора напряжение между эмиттером и коллектором в режиме насыщения  $U_{кэ\ наc}$  практически не зависит от тока через транзистор и в справочных данных обычно указывается  $U_{кэ\ наc}$  на уровне 1 В.

Переходные процессы в ключах на полевых транзисторах обусловлены переносом носителей через канал и перезарядом междуэлектродных емкостей, емкостей нагрузки и монтажа. Наибольшее значение на динамику процесса переключения имеют паразитные емкости между затвором и истоком  $C_{зи}$  и между затвором и стоком  $C_{зс}$  [17]. При подаче на затвор отпирающего импульса в момент времени  $t_1$  амплитудой  $U_0$  (рис. 2.23, а) начинаются процессы открывания транзистора. На интервале времени  $t_1 - t_2$  происходит заряд емкости  $C_{зи}$  и перезаряд емкости  $C_{зс}$  до напряжения на затворе, равном пороговому  $U_{порог}$ . Но транзистор при этом остается закрытым, ток стока  $I_c=0$ , напряжение на стоке равно напряжению питания  $U_{си} = E_0$ .

Интервал времени  $t_1 - t_2$  определяет временной интервал задержки включения  $t_{з\ вкл}$ . Длительность этого интервала определяется соотношением

$$t_{з\ вкл} = R_{г} \cdot (C_{зи} + C_{зс}) \cdot \ln \left( \frac{U_0}{U_0 - U_{порог}} \right), \quad (2.28)$$

где  $R_{г}$  – сопротивление источника управляющего напряжения (драйвера),  $U_0$  – амплитуда напряжения управляющего сигнала на затворе,  $U_{порог}$  – пороговое напряжение отпираания транзистора.

На интервале времени  $t_2 - t_3$  транзистор отпирается и переходит в активный (усилительный) режим. Транзисторный ключ в активном режиме можно рассматривать как усилительный каскад, у которого выходной сигнал снимается с нагрузки в цепи стока с фазовым сдвигом на  $180^\circ$  относительно входного. На этом этапе перезаряд  $C_{зс}$  замедляется.

Отрицательная обратная связь через емкость  $C_{зс}$  настолько сильно уменьшает амплитуду входного сигнала, что по отношению к нему входная емкость транзистора, обозначенная на рис. 2.23, *а*, кажется больше, чем она есть на самом деле (эффект Миллера)

$$C_{вх} = C_{зи} + (1 + K_U) \cdot C_{зс} \quad (2.29)$$

где  $K_U = S \cdot R_H$  – коэффициент усиления каскада,  $S$ -крутизна характеристики,  $R_H$  – сопротивление нагрузки.

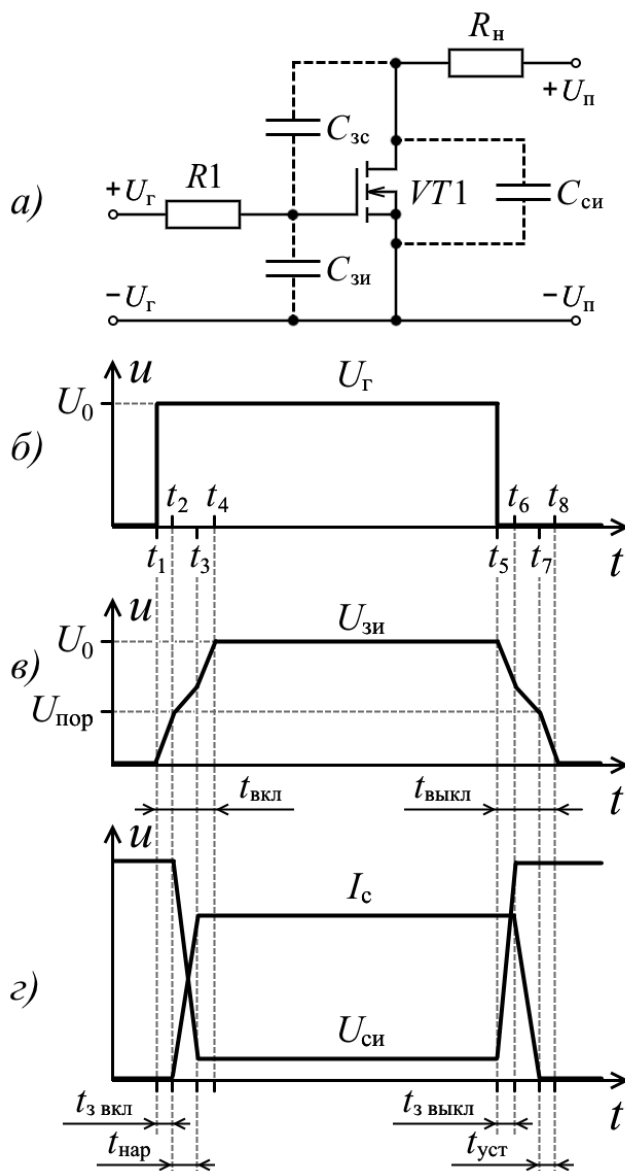


Рис. 2.23. Схема ключа с паразитными емкостями и временные диаграммы процесса переключения:

*а) схема ключа;*

*б) напряжение генератора управляющих импульсов;*

*в) временные диаграммы напряжения на затворе;*

*г) временные диаграммы тока стока и напряжения на стоке*

Оценки, выполненные для MOSFET типа IRF1010N [16] красноречиво свидетельствуют о том, насколько неприятен эффект Миллера. При параметрах транзистора, взятых из Datasheet,  $C_{зи} = 3,20$  нФ,  $C_{зс} = 0,14$  нФ,  $S = 32$  А/В оценки при сопротивлении нагрузки  $R_H = 10$  Ом показывают, что входная емкость (емкость Миллера)  $C_{вх}$  в момент переключения становится огромной, что замедляет время включения [15]

$$C_{вх} = 3,2 + (1 + 32 \cdot 10) \cdot 0,14 = 324 \text{ нФ.} \quad (2.30)$$

На интервале времени  $t_2 - t_3$  происходит перезаряд большой емкости Миллера, вследствие чего напряжение на затворе остается практически постоянным (плато Миллера) до тех пор, пока транзистор полностью не откроется.

На интервале времени  $t_3 - t_4$  транзистор полностью открыт и теряет свои усилительные свойства, обратная связь через емкость  $C_{зс}$  обрывается. Входная емкость уменьшается практически до исходной величины. По окончании перезаряда емкости  $C_{зс}$  (момент времени  $t_4$ ) напряжение на затворе увеличивается до величины выходного напряжения драйвера управления  $U_0$ . Процессы, происходящие на интервале времени  $t_1 - t_4$ , определяют длительность процесса включения транзистора.

Выключение происходит в обратном порядке и те же процессы определяют длительность процесса выключения  $t_{выкл}$ .

Следует отметить, что промежутки времени, характеризующие время включения и выключения MOSFET, значительно меньше, чем аналогичные параметры у биполярных транзисторов. Высокое быстродействие обусловлено отсутствием накопления и рассасывания неосновных носителей.

К достоинствам MOSFET следует отнести:

- для управления MOSFET требуется мощность сигналов существенно меньше, чем для управления биполярными транзисторами;
- существенно меньше коммутационные (динамические) потери мощности вследствие высокой скорости переключения;
- хорошая тепловая устойчивость MOSFET, отсутствие неконтролируемого роста температуры (саморазогрева), характерного для биполярных транзисторов, позволяет легко и просто решать проблему параллельного включения нескольких транзисторов;
- температура MOSFET практически не влияет на время переключения и крутизну ВАХ.



Важно помнить и о недостатках MOSFET. Так существует возможность вторичного пробоя, вызванного влиянием паразитного биполярного  $n-p-n$  транзистора, существующего в полупроводниковой структуре. При повышении напряжения на стоке вид ВАХ транзистора в области пробоя обусловлен свойствами паразитного биполярного транзистора. Чтобы исключить влияние паразитного биполярного транзистора обычно на этапе изготовления технологически замыкают накоротко эмиттерный переход паразитного транзистора.

При быстром спаде или росте напряжения  $U_{си}$  сток-исток существует возможность неконтролируемого открытия паразитного транзистора, что может привести к выходу из строя всей силовой схемы. Поэтому рекомендуется ограничивать скорости перепада напряжения на стоке.

От скорости переключения MOSFET зависит КПД схемы. Чем быстрее происходит переключение транзистора, тем меньше будет тепловых потерь на нем, тем лучшие показатели КПД удастся достичь, тем меньшие габариты охлаждающих тепловых труб и радиаторов, необходимых в конструкции. Чрезвычайно важно уметь вычислять интервалы времени включения и выключения транзистора и влияние этих процессов на тепловые потери.

Из-за сложного характера процесса заряда затвора и нелинейности паразитных емкостей расчеты постоянной времени зарядки входной емкости методом зарядки простой  $RC$ -цепи слишком сложны и не точны [15]. Для удобства оценки длительности переходных процессов в ключах на MOSFET используют интегральную характеристику, называемую зарядом затвора  $Q_3$  (Total Gate Charge), накапливаемым на входной емкости током в цепи затвора  $i_3(t)$  [16]

$$Q_3 = \int_0^{t_{\text{вкл}}} i_3(t) dt \quad (2.31)$$

Согласно этому выражению необходимо просуммировать произведения токов за очень короткие промежутки времени, в течение которых ток можно условно считать постоянным. Зная полный заряд затвора  $Q_3$ , сопротивление  $R_\Gamma$  в цепи затвора и напряжение  $U_\Gamma$  на затворе, вычисляют время включения (выключения):

$$t_{\text{вкл}} \approx t_{\text{выкл}} = \frac{Q_3 R_\Gamma}{U_\Gamma} = \frac{Q_3}{I_3}, \quad (2.32)$$

где  $I_3$  – ток, протекающий в цепи затвора, обеспечиваемый драйвером управления транзистором.

Например, транзистор IRF1010N с  $Q_3 = 120$  нКл можно включить за 12 мкс током затвора в 10 мА (согласно выражению (2.32)). Но увеличив ток затвора до 10 А время включения сократится до 12 нс. Общий заряд затвора  $Q_3$  определяется изготовителем экспериментальным путем и приводится в справочниках.

Как отмечалось ранее, технология изготовления MOSFET приводит к формированию паразитного биполярного транзистора  $VT2$  (рис. 2.24). При быстром изменении напряжения  $U_{си}$ , за счет делителя напряжения из паразитной емкости  $C1$  и резистора  $R1$ , на базе паразитного транзистора  $VT2$ , создается напряжение, которое может спонтанно отпереть транзистор  $VT2$ . Его влияние можно значительно ослабить, подключив на стадии изготовления технологической проводящей перемычкой подложку к истоку, что отображено на условном обозначении MOSFET. Таким простым методом гарантированно исключается опасность неконтролируемого поведения паразитного элемента.

К сожалению, вред от наличия паразитного элемента полностью исключить не удастся, так как в результате подключения подложки к истоку в транзисторе появляется паразитный антипараллельный диод  $VD1$ , образованный переходом база-эмиттер (рис. 2.24, б) с достаточно большим временем обратного восстановления.

В одноктактных преобразовательных схемах паразитный антипараллельный диод  $VD1$  мало влияет на работу ключевого устройства. Однако в двухтактных схемах задержка выключения антипараллельного диода приводит к появлению сквозных токов и, соответственно, к усложнению схемы управления [10].

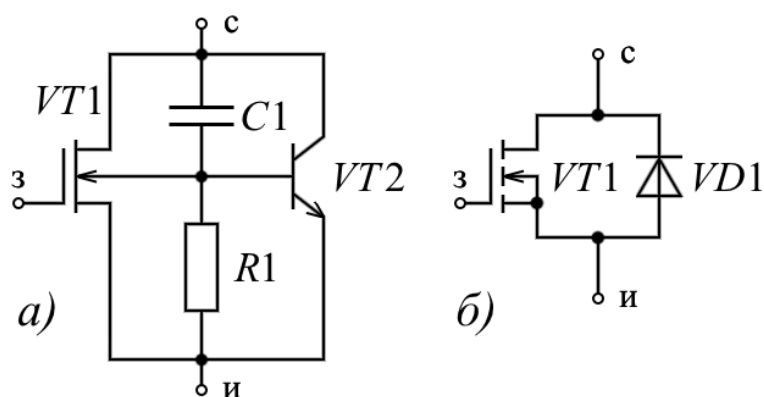


Рис. 2.24. Паразитные элементы в составе MOSFET

Для исключения этих эффектов следует строго соблюдать рекомендации изготовителя и стремиться к тому, чтобы источник управляющего сигнала в цепи затвора имел минимальное внутреннее сопротивление.

При необходимости увеличения коммутируемой мощности возможно параллельное включение полевых транзисторов. При этом необходимо использовать транзисторы с близкими значениями пороговых напряжений и устанавливать в цепи затвора резисторы, призванные уменьшить колебательные процессы при выключении ("звон").

Область безопасной работы MOSFET определяется его предельными параметрами:

- максимально допустимым током стока;
- напряжением пробоя сток-исток;
- максимальной рассеиваемой мощностью.

В качестве драйверов, связывающих контроллеры с мощными MOSFET ключами, применяется широкий спектр формирователей управляющих сигналов, из которых наибольшее распространение получили драйверы с оптоэлектронной развязкой, изготовленные в виде отдельных микросхем. Помимо отдельных (дискретных) MOSFET ключей выпускаются также силовые модули различной конфигурации на MOSFET транзисторах.

Мощные MOSFET ключи при работе на высоких частотах и на пределе своих возможностей требуют дополнительной электронной обвязки транзистора.

1. Параллельно истоку-стоку подключается  $RC$ -цепочка (снаббер) для подавления высокочастотных колебаний и бросков импульсного тока, возникающих при переключении транзистора из-за индуктивности подводящих шин. Снаббер также предотвращает самопроизвольное открывание транзистора при превышении крутизны фронтов напряжения на выводах сток-исток.

2. Обычно параллельно истоку-стоку включается быстрый защитный диод (обратное включение) для шунтирования импульса тока, образующегося при отключении индуктивной нагрузки.

3. При работе транзисторов в мостовой или полумостовой схеме на высокой частоте паразитный диод в структуре MOSFET, имеющий достаточно большое время запирающего, может привести к появлению сквозных токов и выходу транзисторов из строя. В таких случаях в цепь стока параллельно паразитному диоду включается диод Шоттки (обратное включение) для блокирования паразитного диода.

4. Полезно между истоком и затвором включать резистор разрядки емкости затвора после снятия управляющего сигнала MOSFET. При этом если на емкости затвора сохраняется электрический заряд, то транзисторный ключ может не закрыться (или закрыться частично, что приведёт к повышению его

сопротивления, нагреву и выходу из строя). Величина резистора должна быть достаточно большой, чтобы не мешать управлению транзистором, но в то же время обеспечить быстрый сброс электрического заряда с затвора.

5. При возможности появления импульсных помех на затворе или в напряжении питания ключа выше допустимых значений напряжения параллельно транзистору и его затвору включаются специальные быстрые защитные диоды (супрессоры), которые ограничивают опасные выбросы напряжения и защищают транзистор.

6. Рекомендуется последовательно в цепь затвора включать резистор, ограничивающий ток схемы управления и защищающий схему управления от возникновения значительных импульсных токов в момент зарядки емкости затвора.

7. MOSFET ключи, работающие на высоких частотах в ключевом режиме, обычно используют для управления специальную ИС – драйвер. Драйвер усиливает управляющий сигнал и обеспечивает большой импульсный ток (единицы А) для быстрой зарядки емкости затвора транзистора, обеспечивает гальваническую развязку силовой схемы от управляющей при управлении верхними MOSFET в мостовых схемах. Совмещение драйвера с элементами гальванической развязки в одном корпусе упрощает разработку и монтаж схемы, уменьшает габариты изделия, его стоимость и т. д.

8. В сильно зашумлённых или находящихся под большим током цепях к входам микросхем, основанных на MOSFET структурах, подключают по паре диодов Шоттки, включённых в обратном направлении, так называемую диодную вилку (один диод — между входом и общей шиной, другой — между входом и шиной питания) для предотвращения явления «защёлкивания» МОП-структуры. Однако, в некоторых случаях, применение диодной вилки может привести к нежелательному эффекту "паразитного питания" (при отключении питающего напряжения диодная вилка может работать как выпрямитель и продолжать питать схему).

В заключение следует отметить:

- силовые MOSFET ключи на напряжение менее 200 В конкурентов не имеют;
- при рабочих напряжениях более 200 В ключи MOSFET по предельным энергетическим показателям уступают биполярным и IGBT транзисторам вследствие относительно высокого сопротивления канала  $R_{DS\ on}$  открытого транзистора.

## 2.4. Комбинированные биполярно-полевые транзисторы *IGBT*

Вред от паразитного биполярного транзистора *n-p-n* в составе *MOSFET* можно обратить в пользу, если к нему добавить еще один дополнительный биполярный транзистор *p-n-p*. В 80 годах прошлого века появился промышленный образец нового полупроводникового прибора, объединившего положительные качества транзисторов биполярного и *MOSFET* в единой монолитной структуре - *IGBT* (Insulated Gate Bipolar Transistor) или биполярный транзистор с изолированным затвором (БТИЗ). Его входные характеристики подобны входным характеристикам *MOSFET* транзистора, а выходные – выходным характеристикам биполярного [12].

*IGBT* представляет собой силовой полупроводниковый прибор с тремя выводами, сочетающий два транзистора в одной полупроводниковой структуре: биполярный *p-n-p* (образующий силовой канал) и *MOSFET* (образующий канал управления). Чаще всего *IGBT* используются в качестве мощных ключей, у которых время включения 0,2 ... 0,4 мкс, а время выключения 0,2 ... 1,5 мкс, коммутируемые напряжения достигают 3,5 кВ, а токи 1200 А.

*IGBT* вытесняют тиристоры из высоковольтных схем преобразования частоты и позволяют создать импульсные источники вторичного электропитания с качественно лучшими характеристиками, используются достаточно широко в инверторах для управления электродвигателями, в мощных системах бесперебойного питания с напряжениями свыше тысячи вольт и токами в сотни ампер, сварочных аппаратах, электроприводе на транспорте.

Область эффективного применения *IGBT* при работе с высокими напряжениями (более 1000 В), высокой температурой (более 100 °С) и высокой выходной мощностью (более 5 кВт). *IGBT* используются в схемах управления двигателями (при рабочей частоте менее 20 кГц), источниках бесперебойного питания (с постоянной нагрузкой и низкой частотой) и сварочных аппаратах (где требуется большой ток и низкая частота — до 50 кГц).

В диапазоне средних мощностей и частот *IGBT* и *MOSFET* конкурируют, частично перекрывая друг друга. В общем случае, для высокочастотных низковольтных каскадов наиболее подходят *MOSFET*, а для высоковольтных мощных - *IGBT*. В некоторых случаях *IGBT* и *MOSFET* полностью взаимозаменяемы, выпускаются в одинаковых корпусах и имеют одинаковые характеристики управляющих сигналов и используют для управления одинаковые драйверы.

Транзистор IGBT, подобно MOSFET, управляется электрическим полем. Но IGBT при больших токах имеет большую крутизну и меньшее сопротивление в открытом состоянии.

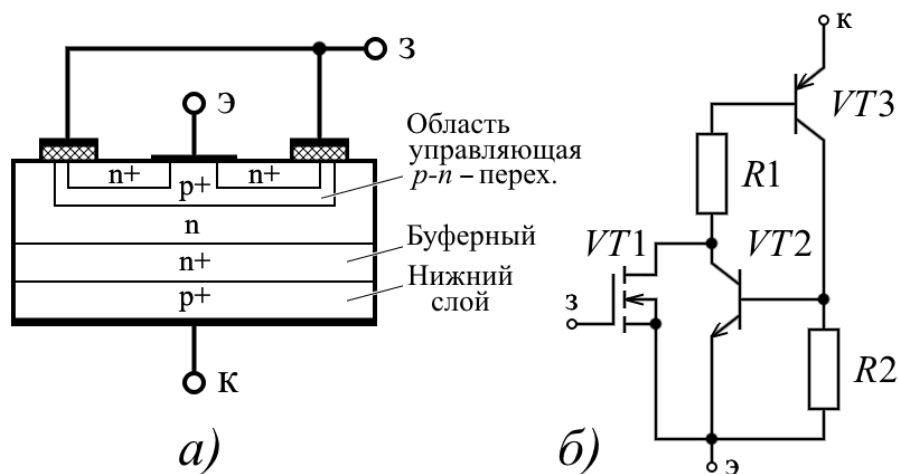


Рис. 2.25.  
Комбинированный транзистор IGBT: а) структура; б) эквивалентная схема

Из эквивалентной схемы IGBT (рис. 2.25) видно, это достаточно сложный прибор, в котором паразитный биполярный  $p-n-p$  транзистор  $VT2$ , образованный структурой IGBT, управляется  $n$ -канальным MOSFET  $VT1$ . Коллекторный вывод «К» IGBT является эмиттером транзистора  $VT3$ . При подаче положительного напряжения на затвор «З» у транзистора  $VT1$  появляется проводящий канал между коллекторным «К» и эмиттерным выводом «Э» IGBT. Ток, протекающий через канал, создает падение напряжения на сопротивлении канала (резистор  $R2$ ), приложенное к базе транзистора  $VT2$ . Коллектор транзистора  $VT3$  оказывается соединенным с базой транзистора  $VT2$ . Комбинация из двух транзисторов  $VT3$  и  $VT2$ , также как в структуре тиристора, охвачена положительной внутренней связью. Базовый ток транзистора  $VT2$  является частью коллекторного тока транзистора  $VT3$ , и наоборот – базовый ток транзистора  $VT3$  является частью коллекторного тока транзистора  $VT2$ . При переключении IGBT возникает положительная обратная связь, обеспечивающая лавинообразный процесс переключения. Эквивалентная крутизна IGBT значительно превосходит крутизну MOSFET, входящего в эту схему.

Это приводит к тому, что IGBT полностью отпирается и падение напряжения между коллектором транзистора и эмиттером IGBT становится равным падению напряжения на эмиттерном переходе транзистора  $VT3$ , просуммированному с падением напряжения  $U_{си}$  на транзисторе MOSFET.

Всю рассмотренную структуру и, соответствующую ей схему, можно представить, как единый полупроводниковый прибор, который управляется

электрическим полем, также как MOSFET, но имеет по сравнению с ним большую крутизну и значительно меньшее сопротивление в открытом состоянии.

Структура IGBT (рис. 2.25, а) имеет много общего со структурой MOSFET [12]. Отличается материалом исходной подложки, в качестве которой используется полупроводниковая пластина с электропроводностью  $p^+$ .

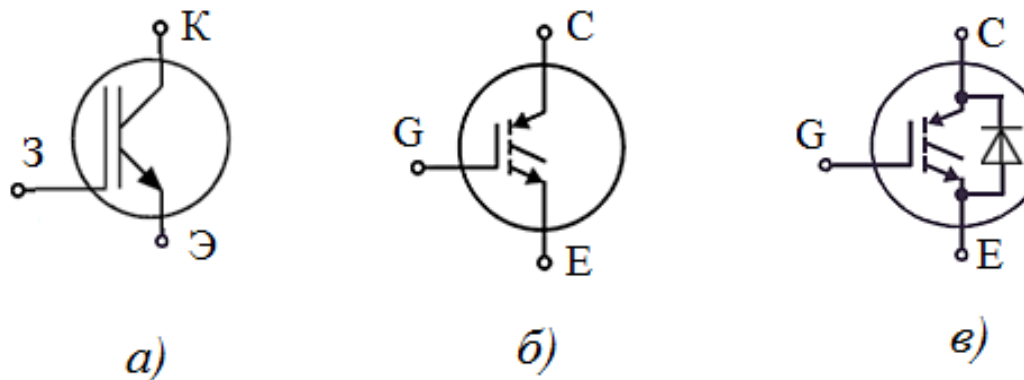
Конструктивно IGBT выполняется в виде дискретных элементов и силовых модулей, имеющих в своем составе несколько транзисторов, выполненных в одном корпусе (рис. 2.26).

Учитывая комбинированную структуру IGBT, состоящего из полевого и биполярного транзистора, его выводы получили названия:

- управляющий электрод - затвор (З) или Gate (G). При отпирании напряжение на затворе должно иметь положительную полярность относительно эмиттера, но не более +20 В;
- эмиттер (Э) или Emitter (E);
- коллектор (К) или Collector (C).



*Конструктивное исполнение дискретных транзисторов и модулей GBT*



*Рис. 2.26. Конструктивное исполнение и условное графическое обозначение IGBT: а) отечественное; б) зарубежное; в) с гибридным быстродействующим диодом*

Напряжение на коллекторе должно иметь положительную полярность относительно эмиттера, но не более допустимого значения  $U_{кэ \text{ доп.}}$ . Затвор IGBT

электрически изолирован от канала очень тонким слоем диэлектрика. Максимально допустимое напряжение затвор-эмиттер обычно не должно превышать +20 В. Превышение этого напряжения может пробить изоляцию затвора и необратимо вывести прибор из строя.

Не рекомендуется работа IGBT при свободном, не подключенном затворе, так как при этом возможно ложное включение прибора. Вследствие высокой крутизны входной характеристики (коллекторно-затворной), в справочных материалах приводится только параметр пороговое напряжение  $U_{зз\text{ пор}}$  (Gate Threshold Voltage) обычно на уровне +3...6 В, при котором под затвором формируется инверсный слой носителей и появляется ток через канал.

Выходная вольт-амперная характеристика IGBT (рис. 2.27) похожа на ВАХ биполярного транзистора.

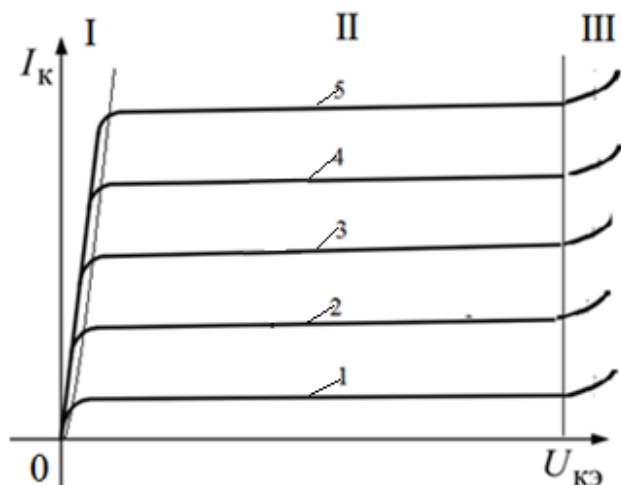


Рис. 2.27. Статические выходные характеристики IGBT при разных напряжениях на затворе  $U_{зз}$ :

- 1 -  $U_{зз1} > U_{зз\text{ пор}}$ ,
- 2 -  $U_{зз2} > U_{зз1}$ ,
- 3 -  $U_{зз3} > U_{зз2}$ ,
- 4 -  $U_{зз4} > U_{зз3}$ ,
- 5 -  $U_{зз5} > U_{зз4}$

Также как у ключа на биполярном транзисторе у IGBT существует режим насыщения (область I) в открытом состоянии, то есть напряжение  $U_{КЭ}$  в режиме насыщения практически не зависит от управляющего напряжения на затворе. В активной области (II) характеристики максимально линейные и слабо зависят от напряжения на коллекторе. В области пробоя (III) начинаются эффекты, связанные с лавинным пробоем  $p$ - $n$  перехода, который легко переходит в тепловой необратимый пробой с разрушением структуры. В отличие от характеристик MOSFET, у которого напряжение на канале открытого транзистора  $U_{си}$  пропорционально току  $I_c$  в IGBT напряжение  $U_{КЭ}$  практически не зависит от тока через канал. В области пробоя (III) начинаются пробойные процессы в  $p$ - $n$  переходе.



Наиболее важные параметры IGBT:

- максимальный постоянный ток коллектора, А;
- максимальный импульсный ток коллектора, А;
- максимальное напряжение коллектор-эмиттер, В;
- максимальное допустимое напряжение затвор-эмиттер. Обычно составляет  $\pm 20$  В;
- полный заряд затвора, нКл;
- емкости затвор-эмиттер, коллектор-эмиттер и затвор-коллектор при заданном напряжении коллектор-эмиттер, пФ;
- длительность включения и выключения транзистора, мкс;
- напряжение насыщения, то есть напряжение между выводами коллектор-эмиттер открытого транзистора, В;
- максимальная рассеиваемая мощность, Вт;
- максимальная допустимая температура нагрева кристалла, °С.

## 2.5. Контрольные вопросы

1. Нарисуйте ВАХ стабилитрона и стабилитора и укажите рабочие области характеристики.
2. Назовите области применения стабилиторов.
3. Что ограничивает диапазон рабочих токов  $I_{c\max}$  и  $I_{c\min}$  стабилитрона?
4. Можно ли однотипные стабилитроны включать последовательно и параллельно?
5. Назовите достоинства и недостатки биполярных транзисторов в схемах стабилизаторов.
6. Почему исчезли в номенклатуре выпуска полупроводниковых приборов кремниевые стабилитроны большой мощности? Чем их заменили?
7. Назовите достоинства и недостатки полевых транзисторов в схемах стабилизаторов.
8. Нарисуйте УГО и ВАХ полевого транзистора с управляющим  $p-n$  переходом. Область его применения в стабилизаторах.
9. Нарисуйте УГО и ВАХ полевого транзистора с встроенным каналом. Область его применения в стабилизаторах.
10. Нарисуйте УГО и ВАХ полевого транзистора с индуцированным каналом.

### 3. ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ

В параметрических стабилизаторах напряжения в качестве регулирующего элемента используются полупроводниковые приборы с сильной нелинейностью вольт-амперных характеристик, у которых падение напряжения мало зависит от тока, протекающего через них, или ток через них мало зависит от приложенного напряжения. Подобные ВАХ имеют стабилитроны, стабилитроны и биполярные и полевые транзисторы.

#### 3.1. Параметрические стабилизаторы напряжения

Параметрический стабилизатор напряжения является одним из простейших стабилизаторов, в котором стабилизация достигается включением регулирующего элемента, обладающего нелинейной ВАХ, параллельно или последовательно с нагрузкой без использования специальной системы регулирования напряжения. В качестве нелинейных компонентов обычно используются стабилитроны, стабилитроны и транзисторы. Термин параметрический обусловлен тем, что характеристики выходного стабилизированного напряжения целиком определяются параметрами нелинейного элемента.

Из-за низкого КПД такие стабилизаторы находят применение в основном в слаботочных схемах (с нагрузками до нескольких десятков миллиампер). Наиболее часто они используются как источники опорного напряжения (например, в схемах компенсационных стабилизаторов напряжения).

Параметрические стабилизаторы напряжения могут иметь параллельную и последовательную структуру (рис. 3.1).

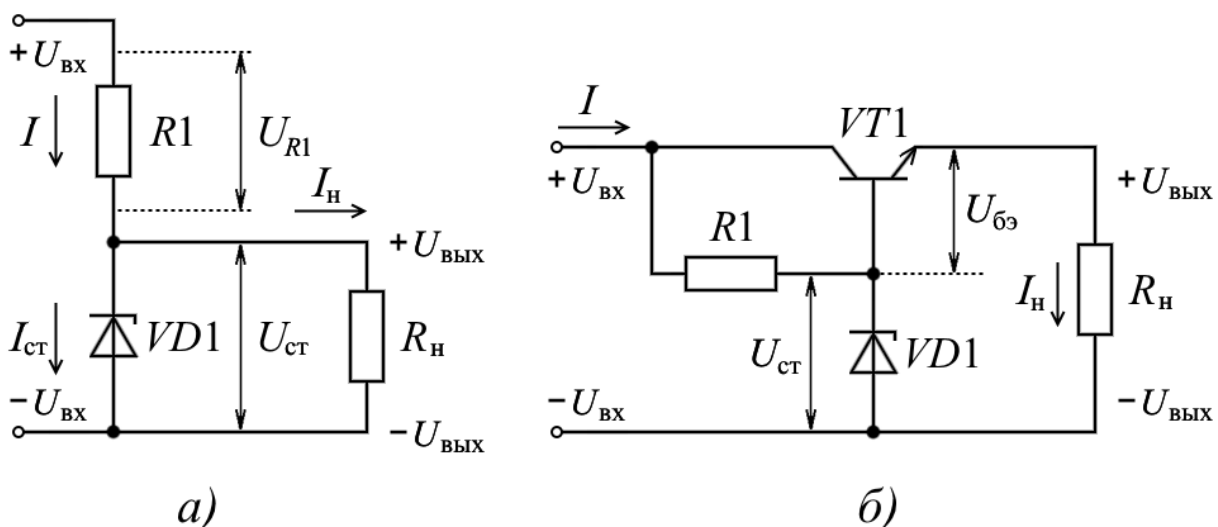


Рис. 3.1. Параметрический стабилизатор напряжения: а) параллельный стабилизатор на стабилитроне; б) последовательный стабилизатор с эмиттерным повторителем

На рис. 3.1, *а* показана схема параметрического стабилизатора напряжения параллельного типа (сопротивление нагрузки  $R_H$  включено параллельно нелинейному регулируемому элементу - стабилитрону  $VD1$ ). Структура стабилизатора представляет собой делитель напряжения, состоящий из балластного (гасящего) резистора  $R1$  (для ограничения тока через стабилитрон), и стабилитрона  $VD1$ , подключенного параллельно нагрузке  $R_H$ , выполняющий основную функцию стабилизации напряжения на нагрузке при изменяющемся входном напряжении  $U_{вх}$  и токе нагрузки  $I_H$ . Напряжение на стабилитроне  $U_{ст}$  при изменении тока, протекающего через него, остается практически неизменным за счет нелинейности вольт-амперной характеристики стабилитрона. Соответственно, не изменяется и напряжение  $U_{вых}$  на нагрузке  $R_H$ . Мощность такого стабилизатора ограничена предельными значениями тока и мощности, рассеиваемой стабилитроном.

Для увеличения тока нагрузки параметрического стабилизатора в схему последовательно с нагрузкой  $R_H$  включают эмиттерный повторитель  $VT1$ , на базу которого подается напряжение с параметрического стабилизатора напряжения  $R1, VD1$  (рис. 3.1, *б*).

Транзистор в режиме эмиттерного повторителя не усиливает по напряжению, его коэффициент усиления по напряжению  $K_u$  близок к единице, но он превосходно усиливает по току  $K_i = \beta + 1 \gg 1$ . Параметры стабилизированного напряжения  $U_{вых}$  на выходе целиком определяются свойствами параметрического стабилизатора на стабилитроне

$$U_{вых} = U_{ст} - U_{бэ} = U_{ст} - 0,7 \text{ В.}$$

В таком стабилизаторе напряжение на выходе стабилизатора практически равно напряжению стабилизации стабилитрона.

Стабилизатор с эмиттерным повторителем на выходе (рис. 3.1, *б*) способен отдавать в нагрузку значительно больший ток, чем стабилизатор, построенный по схеме, показанной на рис. 3.1, *а*.

Для проведения оценочных расчетов целесообразно более детально рассмотреть работу схемы параметрического стабилизатора напряжения, построенного по схеме делителя напряжения (рис. 3.1, *а*) [2, 20].

Входной ток  $I$  распределяется на два тока: ток  $I_{ст}$  протекающий через стабилитрон и ток  $I_H$  протекающий через нагрузку. В соответствии с первым законом Кирхгофа

$$I = I_{ст} + I_H. \quad (3.1)$$

В соответствии со вторым законом Кирхгофа входное напряжение

$$U_{\text{вх}} = I \cdot R1 + U_{\text{вых}} = (I_{\text{ст}} + I_{\text{н}}) \cdot R1 + I_{\text{н}} \cdot R_{\text{н}}, \quad (3.2)$$

где  $U_{\text{ст}} = U_{\text{вых}}$ .

Стабилизатор использует свойство стабилитрона, у которого при изменении тока в широком диапазоне от  $I_{\text{ст min}}$  до  $I_{\text{ст max}}$  на рабочем участке ВАХ напряжение на стабилитроне изменяется в очень небольших пределах от  $U_{\text{ст min}}$  до  $U_{\text{ст max}}$ . Практически можно считать напряжение на стабилитроне фиксированным и равным  $U_{\text{ст}}$ . Тогда и напряжение на нагрузке  $U_{\text{вых}}$  будет тоже стабилизированным.

Для поддержания режима стабилизации сопротивление гасящего резистора  $R1$  рассчитывают из условия, чтобы рабочая точка располагалась посередине рабочего участка ВАХ. Если входное напряжение изменяется от  $U_{\text{ст max}}$  до  $U_{\text{ст min}}$ , то  $R1$  можно найти по приближенной формуле

$$R1 = \frac{U_{\text{вх max}} - U_{\text{вх min}}}{I_{\text{ст ср}} + I_{\text{н}}}, \quad (3.3)$$

где  $I_{\text{ст ср}} = (I_{\text{ст max}} - I_{\text{ст min}})/2$  - средний ток протекающий через стабилитрон;  $I_{\text{н}} = \frac{U_{\text{вых}}}{R_{\text{н}}}$  - ток нагрузки.

При изменении входного напряжения  $U_{\text{вх}}$  изменяется и ток через стабилитрон и, соответственно, ток через гасящий резистор, а излишки входного напряжения компенсируются на гасящем резисторе.

Очевидно, что при изменении входного напряжения в диапазоне от  $U_{\text{вх min}}$  до  $U_{\text{вх max}}$  необходимо следить за тем, чтобы протекающий ток через стабилитрон всегда оставался в диапазоне от  $I_{\text{ст min}}$  до  $I_{\text{ст max}}$ . Учитывая не идеальность ВАХ стабилитрона, напряжение на нагрузке не будет строго фиксированным, а может изменяться в пределах от  $U_{\text{ст min}}$  до  $U_{\text{ст max}}$ .

Максимальный ток через стабилитрон  $I_{\text{ст max}}$  взаимосвязан с максимальным напряжением на входе  $U_{\text{ст max}}$  и минимальным током нагрузки. Вследствие этого, используя уравнение (3.1), достаточно просто устанавливается область нормальной работы параметрического стабилизатора напряжения.

Сопротивление гасящего резистора  $R1$  можно рассчитать следующим образом

$$R1 = \frac{U_{\text{вх min}} - U_{\text{ст min}}}{I_{\text{н max}} - I_{\text{ст min}}}. \quad (3.4)$$

Количественно область нормального функционирования ПСН может быть записана

$$\Delta U_{\text{BX}} = U_{\text{BX max}} - U_{\text{BX min}} = \\ = U_{\text{CT max}} - (I_{\text{H min}} + I_{\text{CT max}}) \cdot R1 - [U_{\text{CT min}} + (I_{\text{H max}} + I_{\text{CT min}}) \cdot R1].$$

Перегруппировав это выражение, получают

$$\Delta U_{\text{BX}} = (U_{\text{CT max}} - U_{\text{CT min}}) + (I_{\text{CT max}} - I_{\text{CT min}}) \cdot R1 - (I_{\text{H max}} - I_{\text{H min}}) \cdot R1.$$

Или в другой форме

$$\Delta U_{\text{BX}} = \Delta U_{\text{CT}} + \Delta I_{\text{CT}} \cdot R1 + \Delta I_{\text{H}} \cdot R1. \quad (3.5)$$

Для оценочных расчетов можно пренебречь малой величиной изменения напряжения на стабилитроне  $\Delta U_{\text{CT}}$  по сравнению с двумя другими членами в выражении (3.5) и его можно упростить

$$\Delta U_{\text{BX}} = \Delta I_{\text{CT}} \cdot R1 + \Delta I_{\text{H}} \cdot R1. \quad (3.6)$$

В случае относительно постоянного тока нагрузки выражение (3.6) еще больше можно упростить

$$\Delta U_{\text{BX}} = \Delta I_{\text{CT}} \cdot R1. \quad (3.7)$$

Эффективность работы стабилизатора принято оценивать коэффициентом стабилизации напряжения  $K_{\text{CT}}$  — числом, показывающим, во сколько раз уменьшается относительное изменение выходного напряжения стабилизатора по сравнению с такими же характеристиками входного напряжения.

$$K_{\text{CT}} = \frac{\Delta U_{\text{BX}}/U_{\text{BX}}}{\Delta U_{\text{CT}}/U_{\text{CT}}}. \quad (3.8)$$

Используя понятие динамического сопротивления стабилитрона  $r_i$

$$r_i = \frac{U_{\text{CT max}} - U_{\text{CT min}}}{I_{\text{CT max}} - I_{\text{CT min}}}, \quad (3.9)$$

получают формулу для оценочного расчета коэффициента стабилизации напряжения

$$K_{\text{CT}} = \left(1 + \frac{R1}{r_i}\right) \cdot \frac{U_{\text{CT}}}{U_{\text{BX}}}. \quad (3.10)$$

Для повышения коэффициента стабилизации  $K_{\text{CT}}$  необходимо выбирать стабилитроны с малым динамическим сопротивлением  $r_i$ , которое составляет десятки-сотни Ом. Повышение  $K_{\text{CT}}$  за счет увеличения сопротивления гасящего резистора или увеличением входного напряжения относительно  $U_{\text{CT}}$  неэффективно в связи с ухудшением энергетических характеристик (КПД).

Рекомендуется выбирать отношение  $U_{\text{CT}}/U_{\text{BX}}$  в пределах 0,50 ... 0,75.

Выходное сопротивление параметрического стабилизатора напряжения примерно равно дифференциальному сопротивлению стабилитрона, то есть  $R_{\text{дин}} \approx r_{i \text{ ст.}}$

Для оценки КПД, определяемого отношением мощности в нагрузке к мощности на входе в устройство:

$$\eta = \frac{U_{\text{ст}} \cdot I_{\text{н}}}{U_{\text{вх}} \cdot I}, \quad (3.11)$$

где  $I = I_{\text{н}} + I_{\text{ст.}}$

Подставив  $I = I_{\text{н}} + I_{\text{ст.}}$  в выражение (3.11) и разделив числитель и знаменатель на  $I_{\text{н}}$ , получают выражение для КПД

$$\eta = \frac{U_{\text{ст}}/U_{\text{вх}}}{1 + I_{\text{ст.}}/I_{\text{н}}}. \quad (3.12)$$

Последняя формула показывает, что увеличение разницы напряжений между входом  $U_{\text{вх}}$  и выходом стабилизатора  $U_{\text{ст}}$  соответствует повышенному току через стабилитрон, что ухудшает КПД.

Типовые схемы параметрических стабилизаторов напряжения обеспечивают приемлемые параметры только при достаточно малых токах нагрузки. Для повышения тока нагрузки недопустимо использовать параллельное включение стабилитронов, поскольку из-за разброса параметров стабилитроны будут работать в существенно различающихся режимах. Для питания более мощных цепей используется схема последовательного параметрического стабилизатора напряжения с дополнительным транзистором, включенным по схеме эмиттерного повторителя (рис. 3.1, б).

В такой схеме максимально допустимый ток нагрузки повышается в  $\beta$  раз ( $\beta$  - статический коэффициент усиления тока базы транзистора). Выходное напряжение стабилизатора равно  $U_{\text{вых}} = U_{\text{ст}} - U_{\text{бэ}}$ , где  $U_{\text{ст}}$  — напряжение стабилизации применяемого стабилитрона,  $U_{\text{бэ}}$  - напряжение на эмиттерном переходе транзистора. Коэффициент стабилизации параметрического стабилизатора при включении эмиттерного повторителя не увеличивается.

### 3.1.1. Пример расчета параметрического стабилизатора

#### Задание.

Рассчитать схему параметрического стабилизатора для питания цифровых ИС с параметрами:

- выходное стабилизированное напряжение на нагрузке  $U_{\text{н}} = +5 \text{ В}$ ;
- ток нагрузки  $I_{\text{н}} = 100 \text{ мА}$ ;

- входное напряжение  $U_{\text{вх}} = +10 \text{ В}$ ;
- относительная нестабильность входного напряжения  

$$(U_{\text{вх}2} - U_{\text{вх}1})/U_{\text{вх}} = \pm 10 \text{ \%}.$$

Выбор схемы параметрического стабилизатора.

Первая трудность - заданное напряжение стабилизации не попадает в стандартный ряд стабилитронов. Ближайшие по напряжению стабилизации стабилитроны КС147А с напряжением стабилизации  $U_{\text{ст}} = 4,7 \text{ В}$  и КС156А – с  $U_{\text{ст}} = 5,6 \text{ В}$ .

Вторая трудность - ток нагрузки превышает максимальный ток названных стабилитронов. Для стабилитронов КС147А –  $I_{\text{ст max}} = 58 \text{ мА}$ , а для КС156А –  $I_{\text{ст max}} = 55 \text{ мА}$ .

Наиболее подходящей для заданных требований является схема параметрического стабилизатора на базе стабилитрона КС156А с эмиттерным повторителем (рис. 3.1, б), которая решает обе отмеченные трудности. Напряжение стабилизации  $U_{\text{вых}}$  у этой схемы меньше, чем напряжение стабилитрона  $U_{\text{ст}}$  на  $0,6...0,7 \text{ В}$ , то есть составит около  $5 \text{ В}$ . А выходной ток определяется током транзистора.

Токовой нагрузкой опорного стабилизатора на резисторе  $R1$  и стабилитроне  $VD1$  является базовая цепь транзистора  $VT1$  с током базы, который примерно в  $\beta$  раз меньше тока нагрузки основного стабилизатора  $I_{\text{н}} = 100 \text{ мА}$ . Полагая обычное значение коэффициента усиления по току маломощных транзисторов на уровне  $\beta \approx 30$ , то ток базы  $I_{\text{б VT1}}$  транзистора  $VT1$  равен

$$I_{\text{б VT1}} = I_{\text{н}}/\beta = 100 \text{ мА} / 30 = 3,3 \text{ мА}.$$

Следовательно, стабилитрон  $VD1$  будет работать с током стабилизации  $I_{\text{ст}}$  равным току базы транзистора  $I_{\text{б VT1}}$  порядка  $3,3 \text{ мА}$ . Выбирая с запасом  $I_{\text{ст}} = 5 \text{ мА}$ , можно определить ток, протекающий через опорный стабилитрон  $VD1$

$$I_{\text{ст VD1}} = I_{\text{ст}} + I_{\text{б VT1}}$$

Для стабилитрона КС156А минимальный ток стабилизации составляет  $I_{\text{ст min}} = 3 \text{ мА}$ . Тогда ток нагрузки опорного стабилитрона  $VD1$  равен  $I_{\text{ст VD1}} = 8 \text{ мА}$ , что заведомо меньше максимального тока стабилитрона  $I_{\text{ст max VD1}} = 55 \text{ мА}$ .

Балластный (гасящий) резистор должен обеспечить требуемый для работы стабилитрона ток при минимальном входном напряжении

$$U_{\text{вх min}} = U_{\text{вх}} - 0,1 U_{\text{вх}} = 10 - 1 = 9 \text{ В}.$$

### *1. Расчёт величины балластного резистора*

$R1 = U_{\text{вх min}} / I_{\text{ст max VT1}} = 9 / 8 = 1,125 \text{ кОм}$ . Выбирают ближайшее меньшее значение из стандартного ряда:  $R1 = 1,1 \text{ кОм}$ .

#### *1. Выбор транзистора VT1 из условий:*

- ток коллектора  $I_{\text{к доп}} > 100 \text{ мА}$ ;
- напряжение на коллекторе  $U_{\text{к доп}} > U_{\text{вх max}} = 10 \text{ В} + 1 \text{ В} = 11 \text{ В}$ ;
- коэффициент усиления по току  $\beta > 30$ .

Выбирают транзистор КТ3102А с током коллектора до 200 мА и  $\beta = 150$ .

2. Коэффициент стабилизации параметрического стабилизатора с эмиттерным повторителем целиком определяется коэффициентом стабилизации  $K_{\text{ст}}$  опорного стабилитрона (3.10). Для стабилитрона КС156А динамическое сопротивление составляет  $r_i = 65 \text{ Ом}$ . Тогда

$$K_{\text{ст}} = \left(1 + \frac{R1}{r_i}\right) \cdot \frac{U_{\text{ст}}}{U_{\text{вх}}} = (1 + 1100 / 65) \cdot 5,6 / 10 = 16,9.$$

Это означает, что если на входе напряжение изменяется на величину  $\pm 10 \%$ , то на выходе изменение выходного напряжения будет в  $K_{\text{ст}}$  меньше, то есть  $\pm 0,5 \%$ .

3. Расчёт КПД стабилизатора, как отношение мощности на выходе стабилизатора к мощности на входе:

$$K_{\text{ст}} = P_{\text{вых}} / P_{\text{вх}} = U_{\text{н}} \cdot I_{\text{н}} / U_{\text{вх}} \cdot I_{\text{вх}},$$

где входной ток стабилизатора  $I_{\text{вх}} = I_{\text{к}} + I_{\text{стаб VD1}}$  складывается из тока через транзистор  $I_{\text{к}} = I_{\text{н}} = 100 \text{ мА}$  и тока опорного стабилитрона  $I_{\text{ст}} = 8 \text{ мА}$ .

Оценка КПД дает  $\eta = (5 \cdot 0,1) / (10 \cdot 0,108) = 0,46 = 46 \%$ .

### **3.1.2. Параметрические стабилизаторы с улучшенными характеристиками**

В отдельных случаях, когда температурная стабильность выходного напряжения является существенным фактором, используются методы температурной компенсации и температурной стабилизации параметрических стабилизаторов.

#### **Параметрические стабилизаторы напряжения с температурной компенсацией**

Для уменьшения температурного коэффициента напряжения параметрического стабилизатора обычно последовательно со стабилитроном включают дополнительный диод и/или другой стабилитрон, имеющие ТКН



другого знака. В результате происходит температурная компенсация характеристик стабилитрона. Количество и тип дополнительных (термокомпенсирующих) полупроводниковых приборов выбирается из условия, что бы суммарный ТКН был как можно ближе к нулю. Подобные прецизионные стабилитроны выпускаются с интегрированными цепями термокомпенсации в виде законченных полупроводниковых компонентов. Например, стабилитроны 2С191А, КС211А, КС520В и др.

Один из способов уменьшения температурного коэффициента напряжения [2, 15] заключается в последовательном включении нескольких  $p-n$  переходов с противоположными по знаку значениями ТКН (рис. 3.2). Важно помнить, что суммарный ТКН стабилитронов  $VD1 \dots VD4$  должен быть близок к нулю. Если  $p-n$  переход стабилитрона  $VD1$  имеет абсолютное значение ТКН, равное  $+6$  мВ/К, то при сборке последовательно с ним подсоединяют еще три  $p-n$ -перехода включенных в прямом направлении с ТКН при прямом направлении включения равном  $2$  мВ/К.

Такие термокомпенсированные стабилитроны могут обеспечить ТКН около  $0,5$  мВ/К и менее. Применяются они в источниках эталонного напряжения.

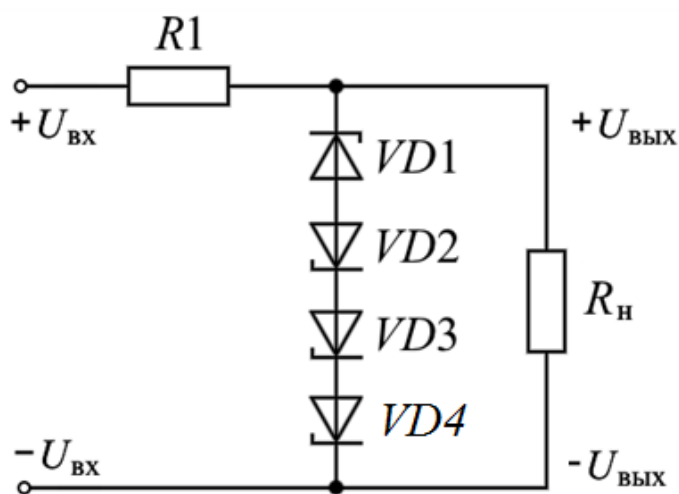


Рис. 3.2. Параметрический стабилизатор напряжения с температурной компенсацией напряжения

При использовании термокомпенсации несколько увеличивается динамическое сопротивление стабилизатора и, соответственно, уменьшается коэффициент стабилизации.

Результирующее напряжение  $U_{\text{вых}}$  стабилизации (рис. 3.2) увеличивается по сравнению с напряжением стабилизации  $U_{\text{см}}$  стабилитрона  $VD1$  на величину суммы падения напряжения на прямосмещенных диодах  $VD2$ ,  $VD3$  и  $VD4$ , равной около  $3 \cdot 0,7 \text{ В} = 2,1 \text{ В}$ .

### Каскадное включение параметрических стабилизаторов

Коэффициент стабилизации простейшей схемы параметрической стабилизации напряжения (рис. 3.1) невелик.

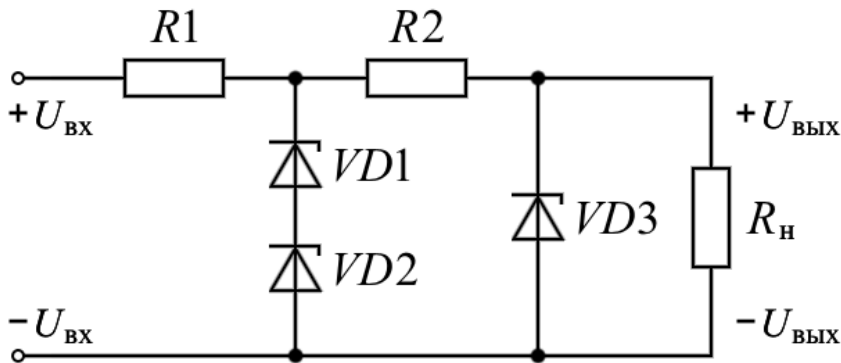


Рис. 3.3.  
Двухкаскадный  
параметрический  
стабилизатор  
напряжения

Существенно увеличить коэффициент стабилизации можно путем каскадного включения параметрических стабилизаторов напряжения (рис. 3.3). Здесь предполагается использование стабилитронов одной и той же марки, поэтому в первом каскаде поставлены два стабилитрона  $VD1$  и  $VD2$ , так как в сумме они дают напряжение стабилизации в два раза большее, чем каждый в отдельности. Это необходимо для того, чтобы обеспечить достаточный уровень входного напряжения для стабилитрона  $VD3$ , так как часть подаваемого на его вход напряжения падает на резисторе  $R2$ . Обычно ограничиваются двумя каскадами, так как с увеличением числа каскадов падает КПД и нужно увеличивать входное напряжение, чтобы получить требуемое выходное напряжение. Результирующий коэффициент стабилизации  $K_{\text{ст общ}}$  каскадной схемы равен произведению коэффициентов стабилизации  $K_{\text{ст } VD1, VD2}$  и  $K_{\text{ст } VD3}$  каждого каскада (рис. 3.3)

$$K_{\text{ст общ}} = K_{\text{ст } VD1, VD2} \cdot K_{\text{ст } VD3}. \quad (3.13)$$

Высокий коэффициент стабилизации обеспечивает мостовая схема параметрического стабилизатора напряжения, показанная на рис. 3.4.

Мостовая схема построения ПСН сочетает достоинства нелинейности ВАХ стабилитрона  $VD1$  и сбалансированного моста с плечами  $R1$ ,  $R2$  и  $R3$ ,  $VD1$ .

Изменение напряжения  $\Delta U_{\text{ВЫХ}}$  на выходе мостового ПСН при изменении входного напряжения  $\Delta U_{\text{ВХ}}$  определяется выражением [5]

$$\Delta U_{\text{ВЫХ}} = \Delta U_{\text{ВХ}} \cdot \left( \frac{r_{i \text{ ст}}}{r_{i \text{ ст}} + R1} - \frac{R3}{R2 + R3} \right). \quad (3.14)$$

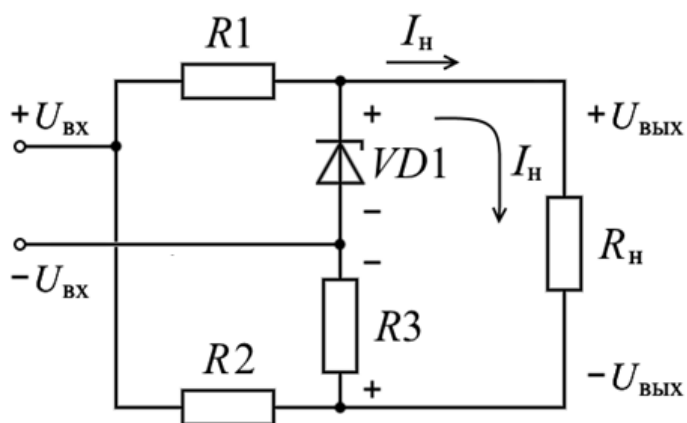


Рис. 3.4. Мостовая схема параметрического стабилизатора напряжения

Подбором сопротивлений резисторов  $R1$ ,  $R2$  и  $R3$  можно достичь режима работы мостового ПСН, при котором в выражении (3.14) разность в скобках равна нулю. В этом случае коэффициент стабилизации  $K_{\text{ст}} \rightarrow \infty$ .

К недостаткам мостовой схемы ПСН следует отнести низкий КПД, необходимость использования прецизионных резисторов с малым разбросом параметров, а также точного регулирования и подбора элементов.

Для параметрической стабилизации низковольтных напряжений (единицы В) обычно используются либо стабилитроны, либо модифицированная схема мостового параметрического стабилизатора напряжения, показанная на рис. 3.5.

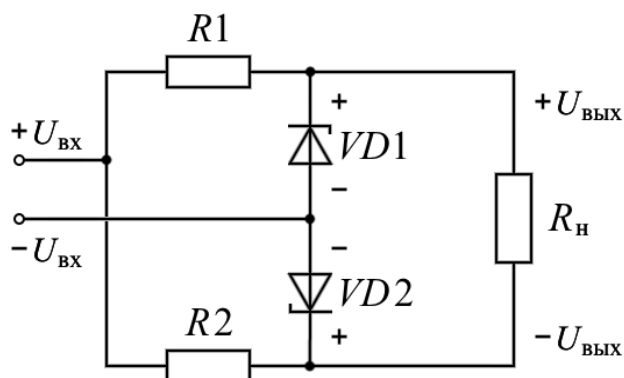


Рис. 3.5. Схема модифицированного мостового параметрического стабилизатора напряжения

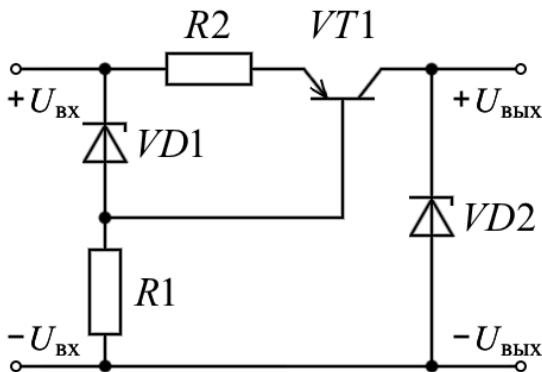
Схема стабилизатора (рис. 3.5) представляет собой два простейших параметрических стабилизатора напряжения, построенных по схеме делителя напряжения, включенных встречно и работающих на одну нагрузку. В этом случае выходное напряжение  $U_{\text{ВЫХ}}$  определяется разностью напряжений параметрических стабилизаторов  $U_{\text{ст } VD1}$  и  $U_{\text{ст } VD2}$

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ст } VD1} - U_{\text{ст } VD2}. \quad (3.15)$$

Подбирая стабилитроны с соответствующими напряжениями стабилизации можно обеспечить стабилизацию низковольтных напряжений.

### ***Параметрический стабилизатор напряжения с стабилитроном***

Можно повысить коэффициент стабилизации напряжения простейшего параметрического стабилизатора, если вместо балластного резистора  $R1$  (рис. 3.1, а) поставить токостабилизирующий элемент, который ограничит изменение тока, протекающего через стабилитрон. Например, в схеме, показанной на рис. 3.6, таким элементом является транзистор с положим участком вольт-амперной характеристики.



*Рис. 3.6. Параметрический стабилизатор напряжения с токостабилизирующим элементом*

Параметрический стабилизатор напряжения  $R1VD1$  с напряжением стабилизации  $U_{ст VD1}$  поддерживает постоянство напряжения  $U_{бэ}$  транзистора  $VT1$ , задавая стабильный ток эмиттера  $I_э$  транзистора

$$I_э = \frac{U_{ст VD1} - U_{бэ}}{R2}. \quad (3.16)$$

Но ток эмиттера  $I_э$  практически равен току  $I_{ст VD2}$  через стабилизатор  $VD2$ . За счет стабилизации тока  $I_{ст VD2}$  через стабилитрон уменьшается диапазон изменения тока стабилитрона, повышается коэффициент стабилизации.

Пример оценочного расчета схемы построения параметрического стабилизатора напряжения, у которого функцию гасящего резистора выполняет параметрический стабилизатор тока, построенный на биполярном транзисторе (рис. 3.6).

**Дано.** Пусть напряжение на входе параметрического стабилизатора напряжения  $U_{ВХ} = +10,0$  В. Необходимо на выходе получить стабильное напряжение  $U_{ВЫХ} = +5,6$  В при токе нагрузки  $I_н = 10,0$  мА.

Требованиям удовлетворяет стабилитрон типа КС156А с напряжением стабилизации 5,6 В. Однако необходимо, чтобы ток через стабилитрон  $VD2$  превышал ток нагрузки

$$I_{\text{CT}} = I_{\text{H}} + I_{\text{CT min}} = 10,0 \text{ мА} + 3,0 \text{ мА} = 13 \text{ мА},$$

где  $I_{\text{CT min}}$  минимальный ток стабилитрона  $VD2$  равный 3,0 мА.

По величине тока через транзистор  $I_{\text{K}} = 13 \text{ мА}$  и напряжению на транзисторе  $U_{\text{кэ}} = 10 \text{ В}$ , выбирают транзистор типа КТ315А с  $\beta = 30$ .

В качестве опорного стабилитрона  $VD1$  можно выбрать стабилитрон КС133А с напряжением стабилизации  $U_{\text{CT VD1}} = 3,3 \text{ В}$ .

Учитывая, что ток  $I_{\text{CT VD2}}$  стабилитрона  $VD2$  равен току эмиттера  $I_{\text{э}}$  транзистора  $VT1$ , то есть  $I_{\text{CT VD2}} = I_{\text{э}}$  можно найти сопротивление резистора  $R2$ , задающего ток эмиттера

$$R_2 = \frac{U_{\text{CT VD1}} - U_{\text{бэ}}}{I_{\text{э}}} = \frac{3,3 - 0,7}{0,013} = 200 \text{ Ом}.$$

Нагрузкой стабилитрона  $VD1$  является ток базы транзистора  $VT1$

$$I_{\text{б}} = I_{\text{K}} / \beta = 13 \text{ мА} / 30 = 0,4 \text{ мА}.$$

Теперь можно вычислить ток  $I_{\text{CT VD1}}$  стабилитрона  $VD1$

$$I_{\text{CT VD1}} = I_{\text{CT min VD1}} + I_{\text{б}} = 3,0 \text{ мА} + 0,4 \text{ мА} = 3,4 \text{ мА}$$

и сопротивление резистора  $R1$

$$R_1 = \frac{U_{\text{ВХ}} - U_{\text{CT VD1}}}{I_{\text{CT VD1}}} = \frac{10,0 - 3,3}{3,4} = 2 \text{ кОм}.$$

Помимо рассмотренной схемы существует много других схемных решений стабилизаторов тока, рассмотренных в главе 5 и которые могут быть использованы в параметрических стабилизаторах напряжения.

### ***Параметрический стабилизатор напряжения с повышенным выходным током***

Для увеличения выходного тока параметрического стабилизатора напряжения можно использовать схему стабилизатора с эмиттерным повторителем рассмотренную ранее (рис. 3.1, б).

Иногда возникает необходимость в мощных стабилитронах, рассчитанных на значительный ток. Например, в схемах защиты от перенапряжений нагрузка шунтируется мощным стабилитроном, который открывается при недопустимом повышении напряжения на нагрузке, вызывая срабатывание токовой защиты устройства, в простейшем случае – плавкого предохранителя [14].

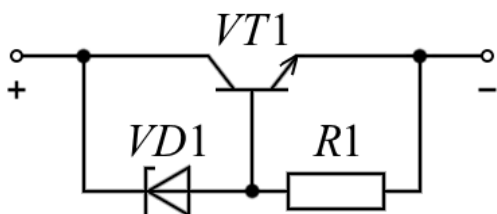


Рис. 3.7. Аналог мощного стабилизатора на транзисторе

На рис. 3.7 показана схема аналога мощного стабилизатора, построенного на транзисторе с большим допустимым коллекторным током. Параметрический стабилизатор  $R1VD1$  поддерживает стабильное напряжение между коллектором и базой транзистора  $VT1$ . Изменение тока через стабилизатор  $VD1$  создает падение напряжения на резисторе  $R1$  и управляет током транзистора. Напряжение стабилизации аналога стабилизатора  $U_{ст экв} = U_{ст} + U_{бэ}$  практически равно напряжению стабилизации стабилизатора  $VD1$  обусловлено напряжением стабилизации  $U_{ст}$  стабилизатора  $VD1$  и падению напряжения на эмиттерном переходе  $U_{бэ} = 0,6$  В. Ток аналога стабилизатора  $I_{ст экв} = I_{ст} \cdot (\beta + 1)$  будет в раз больше тока стабилизатора  $VD1$ . При использовании аналога мощного стабилизатора в схемах защиты, необходимо учитывать, что в аварийном режиме транзистор будет рассеивать значительную мощность, равную  $P_{ст} = U_{ст} \cdot I_{ст}$ .

### 3.2. Источники опорного напряжения

Многие современные функционально законченные устройства радиоэлектроники требуют для своей работы стабильных источников опорного напряжения (ИОН):

- стабилизаторы;
- схемы, содержащие ЦАП и АЦП;
- измерительная аппаратура и др.

Несмотря на то, что практически все подобные функциональные узлы изготавливаются в интегральном исполнении, не препятствующем помещению внутрь микросхемы источника стабильного напряжения, в ряде случаев предпочтение отдается применению отдельных (внешних) ИОН, обладающих значительно лучшими параметрами.

В схемах стабилизаторов напряжения и тока ИОН формирует опорное напряжение, с которым сравнивается выходное напряжение. Очевидно, что стабильность выходного напряжения не может быть выше стабильности опорного напряжения.

Наиболее часто используются два вида ИОН:

- источники на основе стабилизаторов;

– bandgap ИОН - источники опорного напряжения равного ширине запрещенной зоны или ИОН с использованием напряжения ширины запрещенной зоны.

Каждый из них может использоваться либо как самостоятельный функциональный узел, либо в составе ИС источника опорного напряжения.

### ***Источники опорного напряжения на стабилитронах***

Источники опорного напряжения на стабилитронах компактны, дешевы, достаточно широко распространены и выпускаются на широкий ряд значений напряжений от 2 В до 200 В с допустимой мощностью рассеивания от долей Вт до 50 Вт и допуском на напряжение стабилизации от 1 до 20 %. Однако при построении стабилитронных источников опорного напряжения встречаются следующие сложности:

- стабилитроны имеют дискретный набор значений напряжения стабилизации и большой допуск на это напряжение (разумеется, кроме дорогих прецизионных приборов);
- стабилитроны создают значительный шум;
- обычно напряжение стабилизации зависит от обратного тока стабилитрона (тока стабилизации) и температуры. Только лишь стабилитроны с напряжением стабилизации около 6 В обладают подходящими параметрами. Они малочувствительны к изменениям тока, имеют почти нулевой температурный коэффициент, имеют относительно небольшое дифференциальное сопротивление (рис. 2.4, а).

Следует помнить, что температурный коэффициент напряжения стабилитронов зависит не только от напряжения стабилизации, но и величины обратного тока (рис. 2.4). Это позволяет, изменяя обратный ток стабилитрона в определенных пределах «подстраивать ТКН» и строить источники опорного напряжения практически нечувствительные к температуре (конечно применяя дополнительные диоды или стабилитроны, включенные в прямом смещении, как рассмотрено ранее).

Установление и поддержание тока стабилизации на постоянном уровне значительно улучшает параметры ИОН. Так, например, для стабилитрона 1N821A (с параметрами  $U_{ст} = 6,2$  В,  $r_{ст} = 15$  Ом) и токе стабилизации  $I_{ст} = 7,5$  мА, изменение тока на 1 мА изменяет напряжение стабилизации  $U_{ст}$  примерно в три раза сильнее, чем изменение температуры от  $-40$  до  $+100$  °С.

Поэтому для обратного смещения стабилитронов прецизионных источников опорного напряжения часто используют источники стабильного

тока. Один из вариантов схемотехнического решения данной задачи представлен на рис. 3.8.

Входное напряжение  $U_{ст}$ , снимаемое со стабилизатора VD1, усиливается неинвертирующим усилителем на ОУ с коэффициентом усиления по напряжению равным  $K_u = 1 + R_2 / R_3$ .

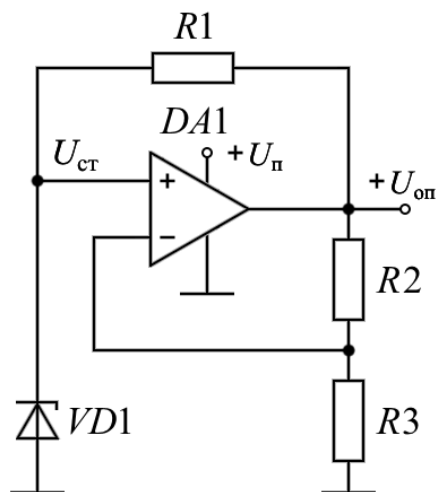


Рис. 3.8. Источник опорного напряжения со стабилизацией тока стабилитрона

Выходное опорное напряжение, снимаемое с выхода ОУ, равное  $U_{оп} = U_{вых} = U_{ст} \cdot (1 + R_2/R_3)$  используется для получения постоянного тока обратного смещения стабилитрона, равного  $I_{ст} = (U_{вых} - U_{ст})/R_1$ , где  $U_{ст}$  – напряжение стабилизации стабилитрона. Питание микросхемы DA1 однополярное, что обеспечивает функционирование схемы только при положительной полярности выходного напряжения.

Эта схема ИОН обладает превосходными характеристиками, в том числе высокой температурной стабильностью (при  $U_{ст} \cong 6$  В), хорошей нагрузочной способностью и позволяет регулировать с высокой точностью величину выходного опорного напряжения  $U_{оп}$ .

### 3.3. Стабилитронные интегральные микросхемы

Для источников опорного напряжения часто требуется повышенная температурная стабильность, большая, чем может обеспечить дискретный стабилитрон. Типичный пример – ИОН аналогово-цифровых преобразователей или ИОН для питания варикапов. Для решения подобных задач были разработаны стабилитронные интегральные микросхемы (СИМС). Обычно они имеют два или три вывода и конструктивно выполнены как обычный стабилитрон, но в схемотехническом плане являются сложными устройствами, содержащими кроме собственно стабилитрона, целый ряд активных и



пассивных компонентов, служащих для улучшения электрических параметров и характеристик, в первую очередь постоянство напряжения стабилизации при заданном токе.

Все СИМС можно разделить на три группы:

- температурно-компенсированные;
- температурно-стабилизированные;
- прецизионные опорные источники с напряжением ширины запрещённой зоны (bandgap ИОН).

Температурно-компенсированные СИМС характеризуются сверхмалым температурным коэффициентом напряжения. Конструктивно они оформлены как стабилитроны, имеют всего два вывода, но схемотехнически достаточно сложны.

Упрощенная схема отечественной ИС 1009ЕН1 (аналог ТАА550) приведена на рис 3.9.

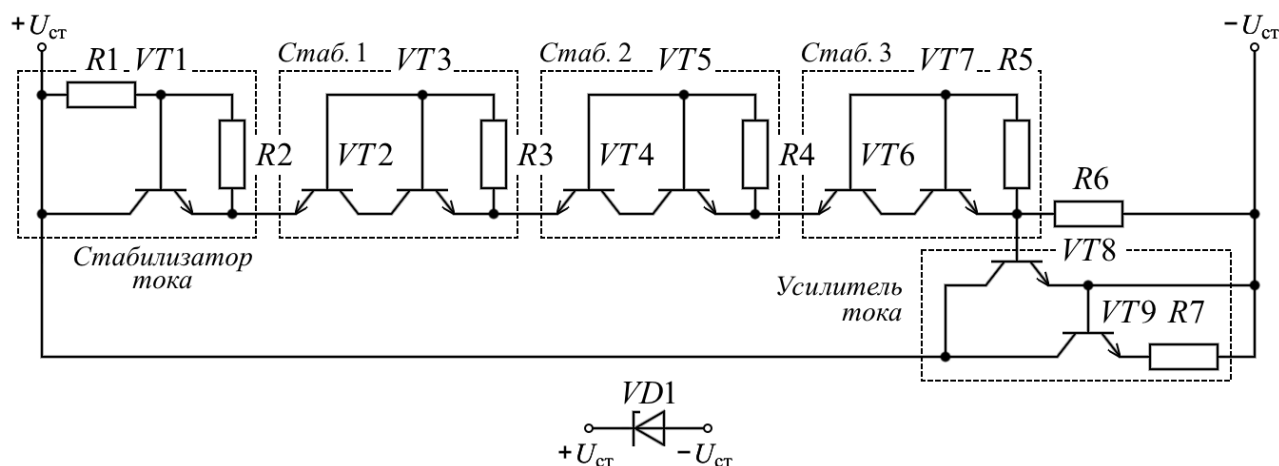


Рис. 3.9. Упрощенная схема ИС 1009ЕН1

Она состоит из трех пар симметричных транзисторов:  $VT2VT3$ ,  $VT4VT5$ ,  $VT6VT7$ . Каждая пара представляет собой термокомпенсированный стабилитрон, состоящий из комбинации прямо смещенных и обратно смещенных  $p-n$  переходов, рассчитанный на стабилизацию напряжения около 10 В. На транзисторе  $VT1$  выполнена схема стабилизации тока питания. Выходные транзисторы  $VT8$  и  $VT9$  работают в режиме усилителя тока. Микросхема обеспечивает стабилизацию напряжения 31...35 В (в зависимости от буквы индекса в обозначении) и имеет дифференциальное сопротивление  $r_i = 10$  Ом при токе  $I_{ст} = 5$  мА и температурный коэффициент напряжения равный 0,006 %/К. Типовое назначение микросхемы - стабилизация напряжения питания варикапов в устройствах настройки телевизоров и радиоприемников.

Еще меньшие значения ТКН (до 0,00005 %/К) достигаются в источниках опорного напряжения с температурной стабилизацией (ИС LM199 фирмы National Semiconductor). ИС содержит интегральный стабилитрон с прецизионным термостатом, который обеспечивает постоянную температуру кристалла интегрального стабилитрона при помощи нагревательной схемы (термостата), со стабилизацией температуры специальным датчиком температуры, выполненным на прямо смещённом  $p-n$  переходе база-эмиттер транзистора.

Прецизионные интегральные источники опорного напряжения являются наиболее точными и стабильными из всех производимых типов ИОН. Однако они дороги, имеют повышенное энергопотребление и малоприспособны для использования в низковольтных и микромощных устройствах.

В принципе, напряжение база-эмиттер транзистора можно использовать в качестве опорного. Однако его температурный коэффициент напряжения отрицательный и достаточно большой (порядка -2,1 мВ/К) и зависит от тока эмиттера (в соответствии с уравнениями Эберса-Молла – раздел 2.2.2). ТКН может быть уменьшен, если это опорное напряжение суммировать с другим напряжением, имеющим положительный ТКН. В схеме источника опорного напряжения на биполярных транзисторах, разработанной Р. Видларом в 1968 году, напряжение с положительным ТКН получают как разность напряжений база-эмиттер двух транзисторов  $VT1$  и  $VT2$  (рис. 3.10), которые работают при различных токах коллектора. Ток транзистора  $VT1$ , включенного в диодном режиме, задается резистором  $R1$ , а транзистора  $VT2$  – резистором  $R2$ .

Сопротивление резистора  $R1$  выбирается в  $n_1$  раз меньше сопротивления резистора  $R3$ . Поэтому ток  $i_1$  в  $n_1$  раз больше тока  $i_2$

$$i_{k1} = \frac{E_p - 0,6}{R_1} = n_1 \cdot i_{k2} = \frac{E_p - 0,6}{R_3}.$$

Напряжение на коллекторе  $VT1$ , равно напряжению на прямосмещенном  $p-n$  переходе и равно  $U_{кэ1} = U_{бэ2} = 0,6$  В.

Если обеспечить выполнение условия  $i_{k1} \gg i_{k2}$  (на практике обычно выбирают  $n_1 = i_{k1}/i_{k2} \approx 10$ ), то результирующее напряжение  $U_{бэ2}$  транзистора  $VT2$  будет иметь положительный ТКН. Дополнительное усиление обеспечивается усилительным каскадом на транзисторе  $VT2$  с резистором  $R4$  в цепи отрицательной обратной связи, выбором которого можно регулировать коэффициент усиления этого каскада. При комнатной температуре ( $T \sim 300$  К) необходимо иметь усиление по напряжению этого каскада порядка 10, что обеспечивается резистором  $R4$  с сопротивлением  $R_4 = R_3/n_2$ . Для получения

требуемого коэффициента усиления, равного 10, необходимо, чтобы  $n_2$  было бы то же порядка 10. При этом на коллекторе транзистора  $VT2$  напряжение будет иметь необходимый положительный ТКН. Полученное напряжение подается на базу транзистора  $VT3$ , которое имеет отрицательный ТКН.

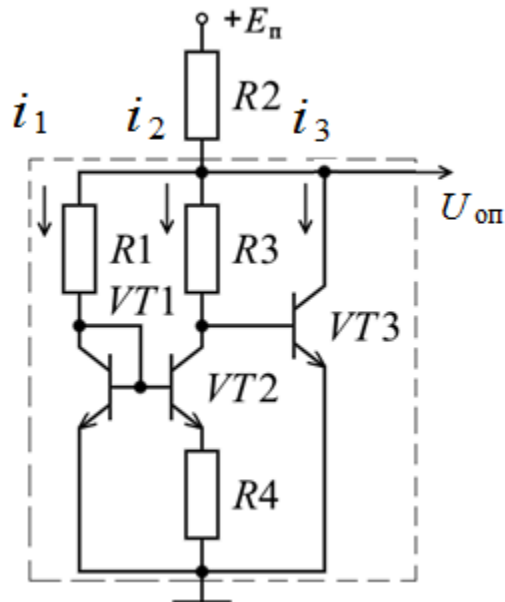


Рис. 3.10. Источник опорного напряжения  $U_{оп}$  с напряжением запрещенной зоны bandgap

Выбором сопротивлений резисторов  $R1$ ,  $R3$ ,  $R4$  можно обеспечить в этой схеме практически нулевой температурный коэффициент напряжения в широком диапазоне изменения температуры ИВЭ.

ИОН с напряжением запрещенной зоны bandgap, на рис 3.10 схема выделена пунктиром, получил такое название потому, что результирующее опорное напряжение  $U_{оп}$  при нулевом значении ТКН равно напряжению запрещенной зоны кремния, то есть примерно 1,22 В.

Описанные ИОН предназначены для получения фиксированного стабилизированного напряжения порядка 1,22 В. В тех случаях, когда необходимо регулировать величину опорного напряжения, используют схему с ОУ. Исполнение таких ИС известных, как регулируемые интегральные стабилизаторы, показано на рис. 3.11. Источником опорного напряжения в схеме регулируемого прецизионного интегрального стабилизатора является прецизионный ИОН, выполненный по описанной выше технологии bandgap. Транзистор  $VT1$  обеспечивает дополнительное усиление по мощности выходного сигнала ОУ. Диод  $VD1$  обеспечивает защиту интегрального стабилизатора от отрицательного напряжения на катоде. Для изменения выходного напряжения  $U_{вых}$  введена схема с операционным усилителем (рис. 3.12), позволяющая устанавливать необходимое выходное напряжение при помощи внешнего резистивного делителя, состоящая из двух резисторов  $R1$  и  $R2$ .

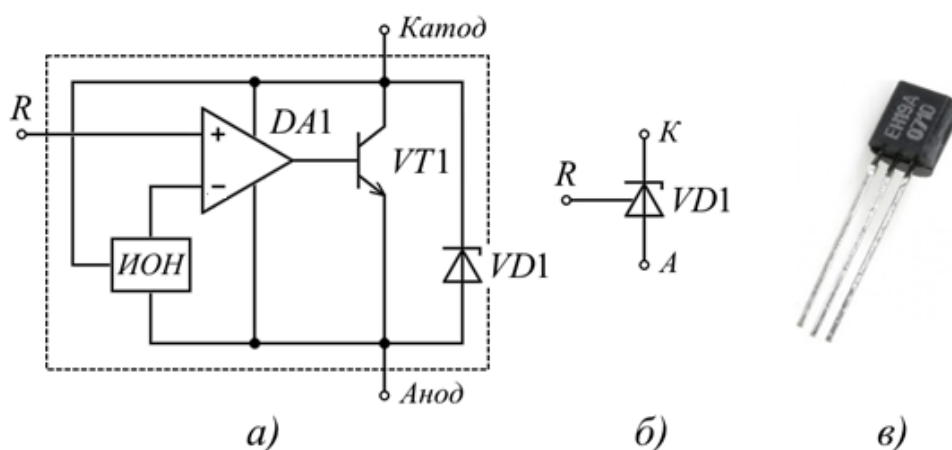


Рис. 3.11. Регулируемый прецизионный отечественный стабилизатор КР142ЕН19: а) упрощенная схема; б) условное графическое изображение; в) конструкция

Отечественная ИС КР142ЕН19 (аналог TL431 фирмы Texas Instruments) конструктивно оформлена в корпусе маломощного трехвыводного транзистора (рис. 3.11, в). Как и у обычного полупроводникового стабилизатора, два вывода ИС называются анод и катод. Третий вывод является управляющим, изменяя напряжение на котором можно регулировать выходное напряжение в диапазоне от 2,5 В до 36 В. Диапазон выходных напряжений ИС КР142ЕН19 ограничен возможностями питания ОУ. Максимальный ток нагрузки, обеспеченный транзистором VT1, может быть до 100 мА.

Основные характеристики интегрального стабилизатора значительно превосходят характеристики обычных стабилизаторов. Так ТКН составляет 0,0003 %/К, а дифференциальное сопротивление  $r_i \leq 0,2$  Ом. Базовые схемы включения интегрального стабилизатора показаны на рис. 3.12.

Самая простая схема включения (рис. 3.12, а) требует всего одного резистора R1 и позволяет получать минимальное выходное напряжение, равное опорному  $U_{\text{вых}} = U_{\text{оп}} = +2,5$  В. При этом управляющий вывод микросхемы подключен к катоду. Токоограничивающий резистор R1 выбирается по тем же критериям, что и балластный резистор параметрического стабилизатора на стабилизаторе. При использовании внешнего резистивного делителя напряжения R2R3 (рис. 3.12, б) можно получить регулируемое выходное напряжение стабилизатора в пределах от минимального +2,5 В до максимального +36 В, которое вычисляют по формуле

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{оп}} (1 + R_2/R_3), \quad (3.19)$$

где  $U_{\text{оп}}$  – напряжение ИОН, численно равно ширине запрещенной зоны полупроводника  $U_{\text{оп}} = 2,5$  В

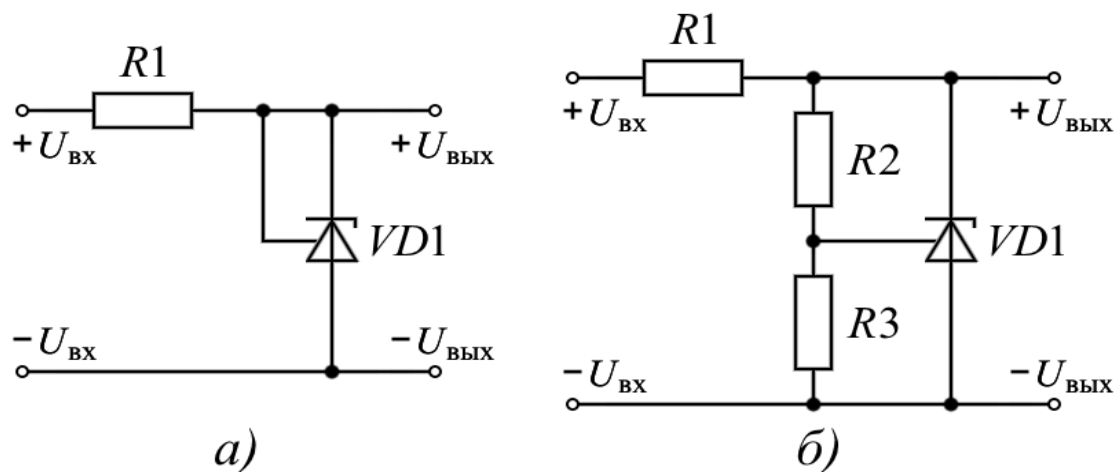


Рис. 3.12. Параметрический стабилизатор напряжения с трехвыводным интегральным стабилитроном КР142ЕН19: а) с  $U_{вых}=U_{оп}=+2,5$  В; б) с регулируемым выходным напряжением

Резисторы  $R2$  и  $R3$  выбираются из условия, чтобы ток  $I_{дел}$  делителя напряжения был не менее 0,1 мА, который рассчитывается по формуле  $I_{дел} = U_{оп} / (R_2 + R_3) = \frac{2,5}{R_2 + R_3} = 10^{-4}$  А.

### 3.4. Контрольные вопросы

1. Расшифруйте смысл буквенных и цифровых символов в обозначении стабилитрона КС133А и КС156А.
2. Как осуществляется термокомпенсация напряжения стабилитрона?
3. Назовите причины низкого КПД параметрического стабилизатора напряжения.
4. Какие свойства стабилизатора напряжения характеризует динамическое сопротивление  $r_i$  и от чего зависит его величина?
5. Поясните принцип работы стабилизатора тока на биполярном транзисторе.
6. Поясните принцип работы стабилизатора тока на полевом транзисторе.
7. Может ли параметрический стабилизатор напряжения сглаживать пульсации на выходе? От чего зависит величина коэффициента сглаживания пульсаций?
8. Нарисуйте схему стабилизатора низковольтного напряжения на стабилитроне  $U_{ст} \leq 3$  В и объясните принцип его работы.
9. Нарисуйте схему стабилизатора высоковольтного напряжения  $U_{ст} \geq 100$  В (на последовательно включенных стабилитронах) и объясните принцип его работы.
10. Почему в схемах параметрических стабилизаторов напряжения не используют элементы защиты от короткого замыкания нагрузки?

## 4. КОМПЕНСАЦИОННЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ

Компенсационные стабилизаторы напряжения постоянного тока достаточно универсальны: они позволяют получить на выходе любые токи и напряжения, имеют превосходные характеристики по качеству стабилизации, могут быть изготовлены в виде интегральных стабилизаторов напряжения. Принцип их действия основан на том, что последовательно или параллельно с нагрузкой  $R_H$  включается регулирующий элемент РЕ, сопротивлением которого управляет регулирующий сигнал, называемый сигналом ошибки  $U_{ош}$ , полученный в результате сравнения выходного напряжения (или тока) компенсационного стабилизатора с постоянным эталонным (опорным) напряжением  $\Delta U$ . Таким образом, образуется следящая система, которая автоматически поддерживает неизменным выходное напряжение и компенсирует влияние нестабильности напряжения сети и изменение тока нагрузки. Этому соответствует их название – компенсационные стабилизаторы. Качество стабилизации зависит только от параметров усилителя сигнала рассогласования [11].

Регулирующим элементом компенсационных стабилизаторов обычно является биполярный либо полевой транзистор. Если этот транзистор работает в активном режиме, то стабилизатор называют компенсационным стабилизатором напряжения с непрерывным регулированием, а если регулирующий транзистор работает в ключевом режиме, то компенсационным стабилизатором напряжения с импульсным регулированием.

В зависимости от последовательности включения регулирующего элемента РЕ и нагрузки  $R_H$  различают стабилизаторы последовательного типа (рис. 4.1) и параллельного типа (рис. 4.2).

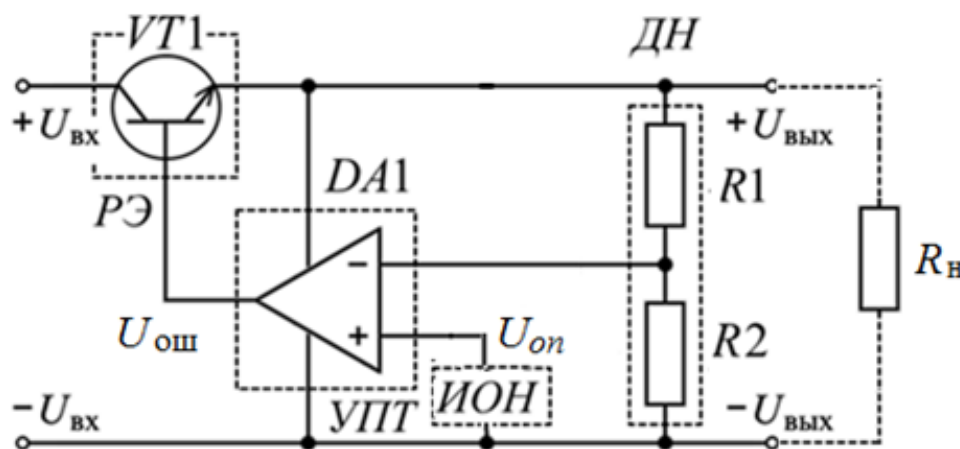


Рис. 4.1. Схема компенсационного стабилизатора напряжения с последовательным включением регулирующего элемента

Регулирующий элемент РЭ и нагрузка  $R_H$  в последовательном компенсационном стабилизаторе включаются последовательно. Стабилизация напряжения на нагрузке обеспечивается за счет изменения сопротивления регулирующего элемента РЭ, управляемого сигналом ошибки  $U_{\text{ош}}$ . Сигнал ошибки формируется на выходе усилителя ошибки DA1 путем сравнения (вычитания) части выходного напряжения  $k \cdot U_{\text{вых}}$  ( $k$  - коэффициент деления делителя выходного напряжения (ДН)) и напряжения  $U_{\text{оп}}$  источника опорного напряжения ИОН. Использование при сравнении лишь части  $U_{\text{вых}}$ , задаваемой делителем напряжения, построенным на резисторах  $R1$  и  $R2$ , позволяет при фиксированном напряжении  $U_{\text{оп}}$  расширить диапазон выходного напряжения стабилизатора. А если один из резисторов ДН заменить потенциометром, то стабилизатор позволяет плавно регулировать выходное напряжение.

При любой нестабильности выходного напряжения, связанного с нестабильностью входного напряжения, или изменения тока нагрузки изменяется падение напряжения на регулирующем элементе таким образом, что выходное напряжение стабилизатора остается практически неизменным. Приближенное значение коэффициента стабилизации компенсационного стабилизатора  $K_{\text{ст}}$  с последовательным включением регулирующего элемента и нагрузки  $R_H$  (рис. 4.1) равен

$$K_{\text{ст}} = \frac{\Delta U_{\text{вх}} \cdot U_{\text{вых}}}{\Delta U_{\text{вых}} \cdot U_{\text{вх}}} \cong k \cdot K_{u \text{ ош}} \cdot \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}, \quad (4.1)$$

где  $k = R_2 / (R_1 + R_2)$  – коэффициент деления делителя выходного напряжения;  $K_{u \text{ ош}}$  – коэффициент усиления усилителя ошибки.

Если на входном напряжении присутствуют пульсации напряжения, то такой стабилизатор сглаживает их. Причем коэффициент сглаживания пульсаций  $K_{\text{сгл}} = K_{\text{п вх}} / K_{\text{п вых}}$  приблизительно равен коэффициенту стабилизации

$$K_{\text{сгл}} \cong K_{\text{ст}}, \quad (4.2)$$

где  $K_{\text{п вх}}$  и  $K_{\text{п вых}}$  – коэффициенты пульсаций на входе и на выходе стабилизатора.

Выходное сопротивление  $R_{\text{вых ст}}$  стабилизатора мало и для вычисления его величины используется выражение [5]:

$$R_{\text{вых ст}} \approx \frac{(R_{\text{вых РЭ}} + R_{\text{вых ИП}})}{k \cdot K_{u \text{ ош}} \cdot K_{u \text{ РЭ}}}, \quad (4.3)$$

где  $R_{\text{вых РЭ}}$  – выходное сопротивление регулирующего элемента,  $R_{\text{вых ИП}}$  – выходное сопротивление первичного источника питания с напряжением  $U_{\text{вх}}$ ,

$k=R_2/(R_1 + R_2)$  – коэффициент деления делителя напряжения,  $K_{u\text{ ош}}$  – коэффициент усиления по напряжению усилителя ошибки,  $K_{u\text{ РЭ}}$  – коэффициент усиления по напряжению регулирующего элемента.

Для схемы (рис. 4.1) регулирующий элемент по отношению к нагрузке включен как эмиттерный повторитель, у которого  $K_{u\text{ РЭ}} \approx 1$ .

Коэффициент полезного действия стабилизатора можно оценить по формуле

$$\eta = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\text{ВХ}}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{(U_{\text{ВЫХ}} + U_{\text{РЭ min}})} = 1 / \left( 1 + \frac{U_{\text{РЭ min}}}{U_{\text{ВЫХ}}} \right), \quad (4.4)$$

где  $U_{\text{РЭ min}}$  – минимальное падение напряжения на регулирующем элементе (обычно составляет несколько вольт, зависит от типа регулирующего элемента).

Энергетическая эффективность стабилизатора связана с диапазоном возможных изменений входного напряжения.

В стабилизаторе с параллельным включением регулирующего элемента (рис. 4.2) на балластном резисторе  $R1$  выделяется разность между входным и выходным напряжениями  $U_{R1} = U_{\text{ВХ}} - U_{\text{ВЫХ}}$ . С помощью сигнала ошибки  $U_{\text{ош}}$  напряжение на нагрузке  $U_{\text{ВЫХ}}$  поддерживается постоянным с заданной точностью.

Коэффициент стабилизации параллельного стабилизатора [1] равен

$$K_{\text{СТ}} = \frac{\Delta U_{\text{ВХ}} \cdot U_{\text{ВЫХ}}}{\Delta U_{\text{ВЫХ}} \cdot U_{\text{ВХ}}} = \frac{k_1 \cdot K_{u\text{ ош}} \cdot K_{\text{РЭ}} \cdot R_6 \cdot U_{\text{ВЫХ}}}{r_{i\text{ РЭ}} \cdot U_{\text{ВХ}}}, \quad (4.5)$$

где  $k_1 = \frac{R_3}{(R_3 + R_4)}$  – коэффициент деления делителя напряжения;  $K_{u\text{ ош}}$  – коэффициент усиления по напряжению усилителя ошибки;  $r_{i\text{ РЭ}}$  – дифференциальное сопротивление регулирующего элемента.

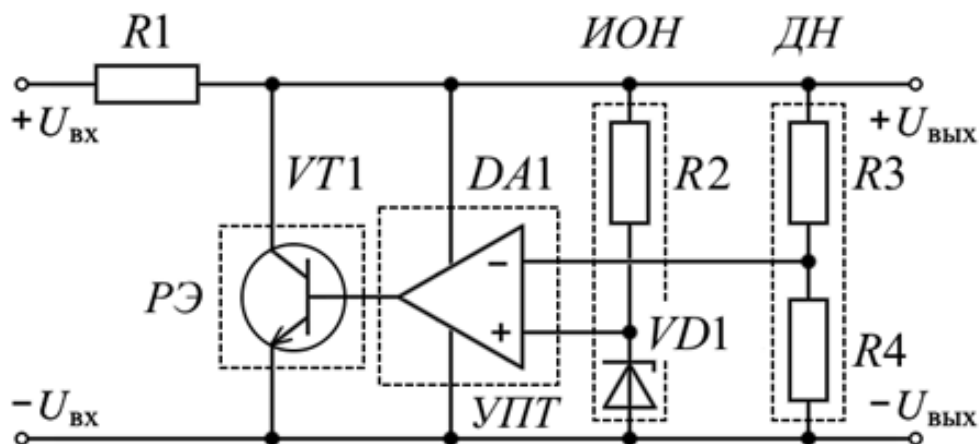


Рис. 4.2. Схема компенсационного стабилизатора напряжения с параллельным включением регулирующего элемента и нагрузки



Параллельные стабилизаторы напряжения имеют меньший КПД и используются реже, чем стабилизаторы с последовательным включением регулирующего элемента и нагрузки. Для стабилизации при повышенных токах и напряжениях чаще используются последовательные стабилизаторы, однако они чувствительны к короткому замыканию в нагрузке и требуют обязательного применения защиты от короткого замыкания выходной цепи. Компенсационные стабилизаторы с параллельным включением регулирующего элемента и нагрузки не требуют принятия специальных мер защиты от короткого замыкания на выходе, так как напряжение на РЭ, а, следовательно, и рассеиваемая мощность равны нулю. Зато опасен режим холостого хода, поскольку в этом случае на регулирующем транзисторе рассеивается очень большая мощность.

Если в компенсационном стабилизаторе сигнал обратной связи снимается пропорционально напряжению, то такие стабилизаторы называются компенсационными стабилизаторами напряжения.

А если сигнал обратной связи пропорционален току нагрузки, то такие стабилизаторы называются компенсационными стабилизаторами тока с непрерывным регулированием. Для получения сигнала обратной связи, пропорционального току нагрузки, последовательно с нагрузкой включают датчик тока, которым, в простейшем случае, может быть реализован резистором малого сопротивления ( $\sim 1 \text{ Ом}$ ).

Как и в любой системе автоматического регулирования при проектировании компенсационных стабилизаторов можно проводить анализ динамических характеристик и устойчивости системы методами, используемыми в теории автоматического управления [19].

Схемы управления компенсационными стабилизаторами, в зависимости от способа регулирования (линейные, импульсные), обычно управляются специализированными ИС, называемыми контроллерами.

В интегральном виде стабилизаторы с непрерывным регулированием выпускаются в виде законченного устройства с минимумом внешних дополнительных элементов. При разработке интегральных стабилизаторов важно учитывать, что силовые транзисторы рассеивают значительную мощность, вызывая локальный нагрев кристалла с существенным градиентом температур. Это существенно усложняет схему управления, ее температурную стабильность.

В интегральном стабилизаторе должны быть предусмотрены цепи защиты от перегрузок по току, короткого замыкания нагрузки, защиты кристалла от перегрева и других аварийных или нештатных режимов.

#### 4.1. Параметры компенсационных стабилизаторов напряжения

Важнейшим параметром стабилизаторов напряжения является коэффициент стабилизации  $K_{СТ}$ , учитывающий влияние внешних дестабилизирующих факторов: нестабильности входного напряжения и изменения тока нагрузки

$$K_{СТ} = \frac{\Delta U_{ВХ}/U_{ВХ}}{\Delta U_{ВЫХ}/U_{ВЫХ}} = \frac{\Delta U_{ВХ}}{\Delta U_{ВЫХ}} \cdot \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} \gg 1, \quad (4.6)$$

где  $U_{ВХ}$ ,  $U_{ВЫХ}$  - номинальные значения напряжений на входе и на выходе,  $\Delta U_{ВХ}$ ,  $\Delta U_{ВЫХ}$  - соответствующие приращения напряжений.

В современных стабилизаторах величина  $K_{СТ}$  может составлять  $10^3 \dots 10^4$  и более.

Иногда в справочниках пользуются параметрами, обратными по значению  $K_{СТ}$  с учетом влияния одного из внешних дестабилизирующих факторов:

— коэффициент нестабильности напряжения при фиксированном токе нагрузки

$$\delta_U = \left. \frac{\Delta U_{ВЫХ}}{U_{ВЫХ}} \right|_{I_H = const};$$

— коэффициент нестабильности напряжения при фиксированном сопротивлении нагрузки

$$\delta_I = \left. \frac{\Delta U_{ВЫХ}}{U_{ВЫХ}} \right|_{R_H = const}.$$

Внутреннее сопротивление  $R_i$  характеризует способность стабилизатора поддерживать постоянство выходного напряжения при разных токах нагрузки

$$R_i = \left. \frac{\Delta U_{ВЫХ}}{U_{ВЫХ}} \right|_{U_{ВХ} = const}.$$

Чем меньше величина  $R_i$ , тем меньше нестабильность выходного напряжения  $\Delta U_{ВЫХ}$ , тем лучше качество ИВЭ.

Следует учитывать способность стабилизатора эффективно сглаживать пульсации первичного источника напряжения  $U_{ВХ}$ . Это свойство характеризуется коэффициентом сглаживания пульсаций

$$K_{СГЛ} = \frac{U_{ВХ\sim}/U_{ВХ}}{U_{ВЫХ\sim}/U_{ВЫХ}} = \frac{U_{ВХ\sim}}{U_{ВЫХ\sim}} \cdot \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}},$$

где  $U_{ВХ\sim}$ ,  $U_{ВЫХ\sim}$  - значение амплитуды напряжения пульсаций на входе и на выходе;  $U_{ВХ}$ ,  $U_{ВЫХ}$  - номинальные значения постоянного напряжения на входе и на выходе.

Обычно  $K_{\text{сгл}} \gg 1$  и, примерно равен коэффициенту стабилизации  $K_{\text{ст}}$ .

Температурный коэффициент напряжения стабилизации  $\xi$  определяется по формуле

$$\xi = \left. \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta T} \right|_{\text{при } U_{\text{вх}}=\text{const и } I_{\text{н}}=\text{const}}. \quad (4.7)$$

#### 4.2. Схмотехника компенсационных стабилизаторов напряжения

Базовая схема линейного стабилизатора напряжения (рис. 4.3) состоит из операционного усилителя, включенного по схеме неинвертирующего усилителя  $DA1$  с отрицательной обратной связью по напряжению и выполняющего роль усилителя сигнала ошибки, источника опорного напряжения  $U_{\text{оп}}$  на параметрическом стабилизаторе  $R1VD1$  и регулирующего транзистора  $VT1$ , включенного последовательно с нагрузкой.

В качестве сигнала ошибки  $U_{\text{ош}}$  здесь выступает разность между опорным напряжением  $U_{\text{оп}}$ , задаваемым источником опорного напряжения, и выходным напряжением делителя  $R2R3$

$$U_{\text{ош}} = U_{\text{оп}} - U_{\text{вых}} \cdot R_3 / (R_2 + R_3). \quad (4.8)$$

Питание операционного усилителя  $DA1$  осуществляется однополярным положительным напряжением от нестабилизированного источника входного напряжения  $U_{\text{вх}}$ , что позволяет подавать на ОУ удвоенное напряжение питания, не опасаясь превысить его предельно допустимые параметры. Таким образом, стандартные операционные усилители с напряжением питания  $\pm 15$  В можно использовать в схемах стабилизаторов при входном напряжении до 30 В.

Благодаря глубокой отрицательной обратной связи нестабильность питания ОУ ( $U_{\text{вх}}$ ) практически не сказывается на стабильности выходного напряжения, так как дрейф выходного напряжения ОУ, вызванный изменением напряжения питания крайне мал.

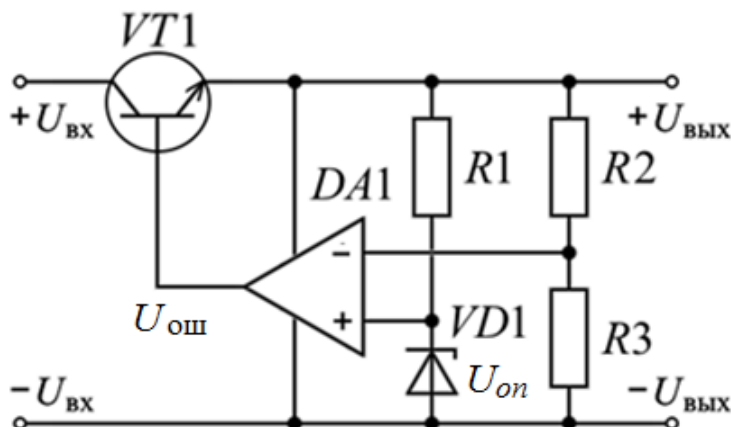


Рис. 4.3. Базовая схема линейного стабилизатора напряжения на ОУ

Принцип работы компенсационного стабилизатора, схема которого показана на рис. 4.3 следующая. Пусть по тем или иным причинам (например, из-за уменьшения сопротивления нагрузки или входного нерегулируемого напряжения) выходное напряжение стабилизатора  $U_{\text{вых}}$  уменьшилось. При этом на входе ОУ появится напряжение ошибки  $U_{\text{ош}} > 0$ , увеличится выходное напряжение ОУ, при этом увеличится ток базы транзистора  $VT1$ , что, в свою очередь, приведет к увеличению токов коллектора и эмиттера и стабилизации выходного напряжения практически на первоначальном уровне.

В первом приближении, считая ОУ идеальным, можно записать

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{оп}} \cdot \frac{R_3}{R_2 + R_3}. \quad (4.9)$$

Температурная стабильность подобного стабилизатора на ОУ целиком определяется стабильностью источника опорного напряжения.

Регулируя параметры делителя выходного напряжения  $R2R3$  можно в широких пределах плавно или дискретно регулировать величину выходного стабилизированного напряжения.

При увеличении тока нагрузки увеличивается также и ток транзистора  $VT1$  и может превысить допустимый. При этом, выделяемая на транзисторе мощность, может привести к перегреву транзистора и возможному его разрушению.

На рис. 4.4 приведен классический пример организации защиты силового транзистора.

Цепь защиты образуют дополнительный (исполнительный) транзистор  $VT2$  и резистор  $R1$ , выполняющий функцию датчика тока нагрузки. Если падение напряжения на резисторе  $R1$  превысит величину, приблизительно равную 0,6 В, то транзистор  $VT2$  открывается и переключает ток базы транзистора  $VT1$  в нагрузку, что предотвратит дальнейшее увеличение базового тока транзистора  $VT1$  и соответственно величину выходного тока стабилизатора.

Максимальный ток  $I_{\text{вых макс}}$  определяется по формуле

$$I_{\text{вых макс}} = 0,6 / R1. \quad (4.10)$$

При этом мощность  $P_{VT1 \text{ max}}$ , рассеиваемая на регулирующем транзисторе  $VT1$ , будет максимальной и равной

$$P_{VT1 \text{ max}} = I_{\text{вых макс}} \cdot (U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}). \quad (4.11)$$

В случае короткого замыкания выходное напряжение падает до нуля, а мощность, рассеиваемая на регулирующем транзисторе, может значительно превысить предельную мощность для выбранного транзистора. Чтобы снизить мощность, рассеиваемую в этом случае транзистором, одновременно с уменьшением выходного напряжения нужно уменьшать и ток нагрузки.

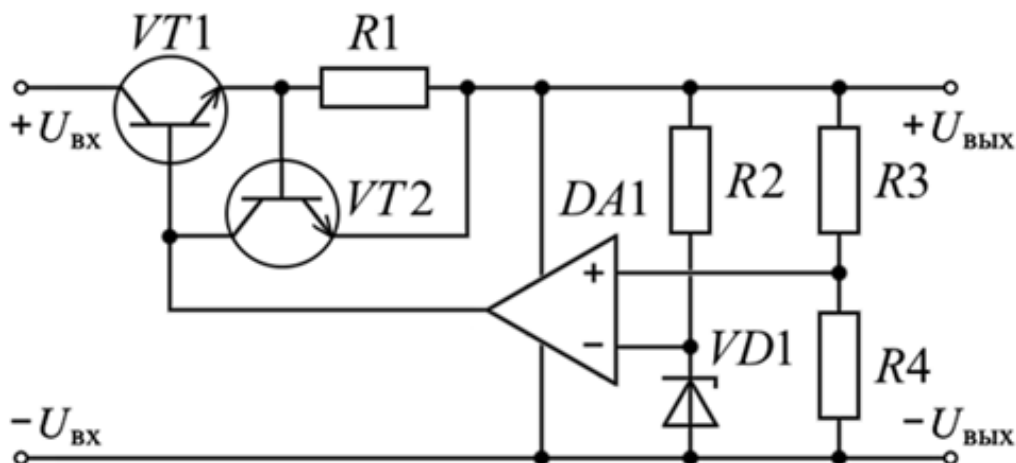


Рис. 4.4. Схема линейного стабилизатора напряжения на ОУ с ограничением выходного тока

Эта процедура реализуется при так называемой «падающей» характеристике стабилизатора (рис. 4.5).

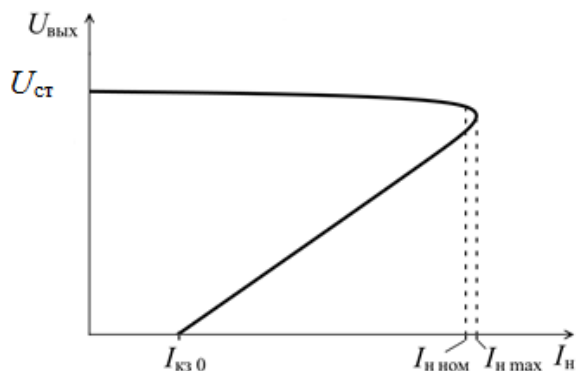


Рис. 4.5. Зависимость выходного напряжения компенсационного стабилизатора от тока нагрузки с функцией ограничения тока нагрузки

Напряжение на выходе стабилизатора поддерживается на уровне  $U_{ст}$  до тока нагрузки  $I_{ном}$ . При превышении выходного тока больше  $I_{н max}$  включается схема ограничения выходного тока до величины тока короткого замыкания  $I_{кз 0}$ . Схемотехническое решение стабилизатора напряжения с цепями защиты от превышения выходного тока и ограничения рассеиваемой мощности, так называемый, электронный предохранитель показано на рис. 4.6.

Стабилитрон  $VD1$  находится под разностью напряжений вход–выход.

Если эта разность меньше напряжения стабилизации стабилитрона  $U_{ст VD1}$ , то он заперт и цепочка элементов  $VD1R1$  не влияет на величину выходного тока. В случае, если  $(U_{вх} - U_{вых}) > U_{ст VD1}$  стабилитрон начинает проводить ток, величина  $I_{вых кз}$  которого определяется напряжениями  $U_{вх}$ ,  $U_{ст VD1}$ , а также сопротивлениями резисторов  $R3$  и  $R1$ .

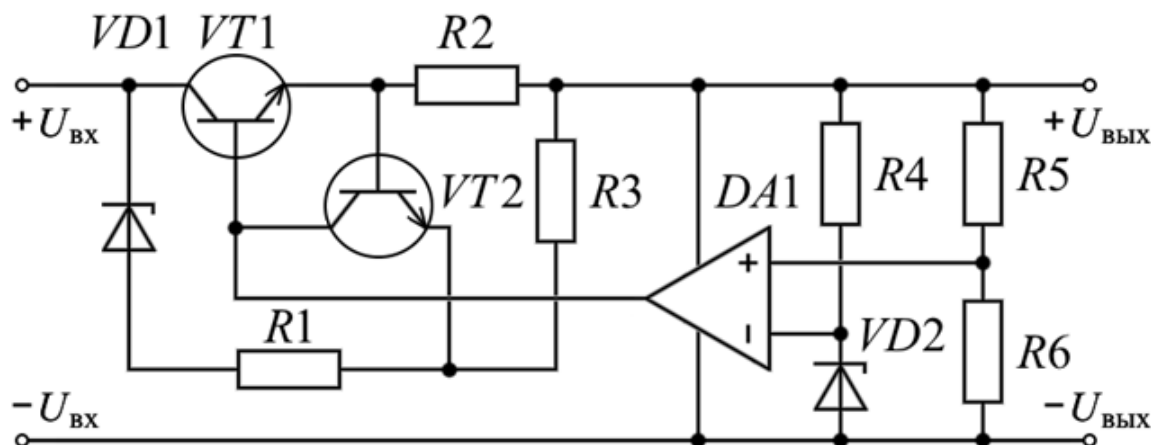


Рис. 4.6. Схема компенсационного стабилизатора напряжения с токовой защитой и ограничением рассеиваемой мощности

При этом на резисторах  $R2$  и  $R3$  создается дополнительное падение напряжение, являющееся для эмиттерного перехода транзистора  $VT1$  прямым. Вследствие этого транзистор защиты  $VT2$  открывается при меньших значениях тока нагрузки.

### 4.3. Интегральный линейный стабилизатор напряжения

Интегральный стабилизатор (регулятор) представляет собой ИС, в которой все элементы стабилизатора выполнены на одном кремниевом кристалле. Невысокая стоимость, простота применения и большое разнообразие выходных напряжений и корпусов делают эти компоненты весьма популярными при создании простых схем электропитания. Как правило, интегральные стабилизаторы обладают рядом дополнительных функций, обеспечивающих безопасность функционирования, таких как защита от перегрузки по току и температурная защита от перегрева микросхемы.

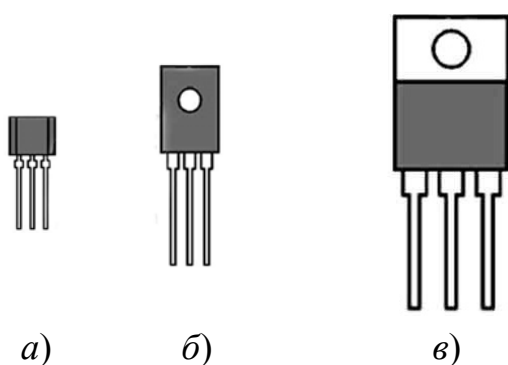
Интегральные линейные стабилизаторы, выпускаемые многими производителями, можно классифицировать следующим образом: для положительных напряжений; для отрицательных напряжений; двуполярные (для приборов, требующих биполярного напряжения).

В свою очередь стандартные линейные интегральные стабилизаторы выпускаются на разные выходные токи (рис. 4.7):

- слаботочные с выходным током  $\sim 0,1$  А;
- со средним значением тока  $\sim 0,5$  А;
- сильноточные  $\sim 1,0 \dots 1,5$  А.

Полупроводниковые стабилизаторы, в свою очередь, подразделяются ещё на несколько групп:

- стабилизаторы, имеющие регулируемое напряжение на выходе (они требуют подключения дополнительных элементов);
- стабилизаторы, формирующие фиксированное выходное напряжение (являются готовым к эксплуатации изделием, не требующим необходимости дополнительных включений в схему).



*Рис. 4.7. Стабилизаторы с фиксированным выходным напряжением в трехвыводных корпусах: а) слаботочные; б) на токи до 0,5 А; в) сильноточные*

Особенно широкое применение в радиоэлектронике получили интегральные стабилизаторы с фиксированным выходным напряжением в трехвыводных корпусах. Они не требуют внешних элементов (кроме конденсаторов фильтров), регулировок и имеют широкий диапазон токов в нагрузке. Обладают защитой от превышения максимального тока, а также от перегрева и коротких замыканий, что обеспечивает высокую надёжность. Не создают высокочастотных помех в виде магнитных полей рассеяния и пульсаций выходного напряжения.

Отечественная серия К142 интегральных микросхем содержит ряд универсальных стабилизаторов напряжения с различными характеристиками:

- К142ЕН1, К142ЕН2 – стабилизаторы малой мощности с регулируемым выходным напряжением. Обеспечивают номинальный выходной ток до 100 мА. Мощность до 0,8 Вт. К142ЕН1 обеспечивает выходное напряжение 3...12 В при входном 35...40 В независимо от буквенного индекса. К142ЕН2 обеспечивает выходное напряжение 12...30 В при входном 35...40 В независимо от буквенного индекса;

- К142ЕН3 и К142ЕН4 – стабилизаторы с регулируемым выходным напряжением. К142ЕН3 обеспечивают выходной ток до 1 А при выходном напряжении 3...30 В независимо от буквенного индекса, а К142ЕН4 – до 0,3 А при выходном напряжении 1,2...15 В независимо от буквенного индекса.
- К142ЕН5 — стабилизаторы с фиксированным выходным напряжением на ток 2...3 А при рассеиваемой мощности до 5 Вт. С буквенным индексом «А» (К142ЕН5А) обеспечивают выходное напряжение 5 В, а с индексом «Б» (К142ЕН5Б) - 6 В;
- К142ЕН6Б — двуполярные стабилизаторы с фиксированным выходным напряжением  $\pm 15$  В при выходном токе 0,15...0,20 А.

В микросхемах стабилизаторов с регулируемым выходным напряжением делитель напряжения и элементы частотной коррекции необходимо подключать с внешней стороны микросхемы на печатной плате. Среди таких микросхем наибольшее распространение получили маломощные микросхемы типа К142ЕН1, К142ЕН2 и стабилизаторы средней мощности типа К142ЕН3, К142ЕН4 [12]. Они уступают импульсным стабилизаторам и преобразователям по КПД, но при оптимальном проектировании он может превышать 60 %.

На рис. 4.8 приведены типовые схемы включения интегральных линейных стабилизаторов напряжения. Схема включения стабилизатора с фиксированным напряжением на выходе требует меньшего количества внешних элементов схемотехнического обрамления, проще, дешевле, надежней. Это обеспечивает большую популярность трехвыводных стабилизаторов.

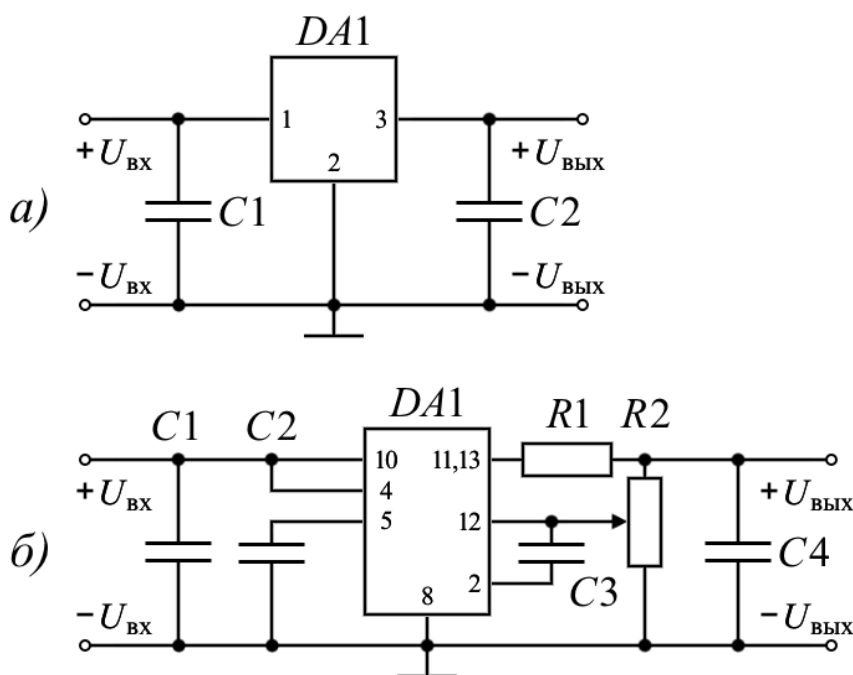


Рис. 4.8. Типовые схемы включения интегральных стабилизаторов напряжения:  
 а) трехвыводного с фиксированным выходным напряжением;  
 б) с регулируемым выходным напряжением



Типовая схема включения интегрального стабилизатора с фиксированным выходным напряжением служит рис. 4.8, *а*.

Выходной конденсатор  $C2$ , емкостью от единиц до десятков мкФ, как и в любом стабилизаторе напряжения, обеспечивает устойчивость при импульсном изменении тока нагрузки, а также снижает уровень пульсаций. Входной конденсатор  $C1$ , емкостью 0,33 мкФ, необходимо включать для устранения генерации при скачкообразном включении входного напряжения. Генерация может возникнуть в стабилизаторе из-за влияния паразитной индуктивности и емкости соединительных проводов.

При отсутствии входного конденсатора  $C1$  также возможно появление высокочастотной генерации, которая прекращается при достижении выходным напряжением определенного уровня. Иногда амплитуда высокочастотных колебаний может превышать максимально допустимое входное напряжение, что может привести к пробое переход коллектор-эмиттер регулирующего транзистора. При наличии входного конденсатора напряжение на входе стабилизатора устанавливается по апериодическому закону.

При разработке конструкции интегрального стабилизатора напряжения пришлось решать сложную проблему, когда на одном кристалле находится мощный регулирующий транзистор с большим выделением тепла и чувствительная к температуре схема управления. Чтобы удовлетворить этим требованиям, в качестве усилителя ошибки в схемах интегральных стабилизаторов использован дифференциальный транзисторный усилитель на транзисторах  $VT1$ ,  $VT2$  (рис. 4.9). Сигнал ошибки с выхода дифференциального каскада управляет током составного транзистора  $VT4$ ,  $VT4'$ , включенного последовательно с нагрузкой.

Защита от короткого замыкания с ограничением тока на выходе выполнена на элементах  $VT3$ ,  $VD2$ ,  $R4$  и  $R5$ .

Нагрузкой транзистора  $VT2$  является стабилиток  $DA2$ , реализованный на полевом транзисторе. Это способствует повышению коэффициента усиления каскада.

Источник опорного напряжения является одним из ключевых элементов, поскольку выполняет задачу поддержания стабильного напряжения номинального значения на выходе при изменяющихся значениях напряжения на входе. Простейшим вариантом этого источника является параметрический стабилизатор напряжения на стабилитроне  $VD_1$ . С его помощью можно получить напряжение от 2,5 В и более. При необходимости получить меньшие

значения опорного напряжения используются последовательное включение прямосмещенных кремниевых диодов. В некоторых случаях в интегральных стабилизаторах используется в качестве ИОН эмиттерный переход биполярного транзистора.

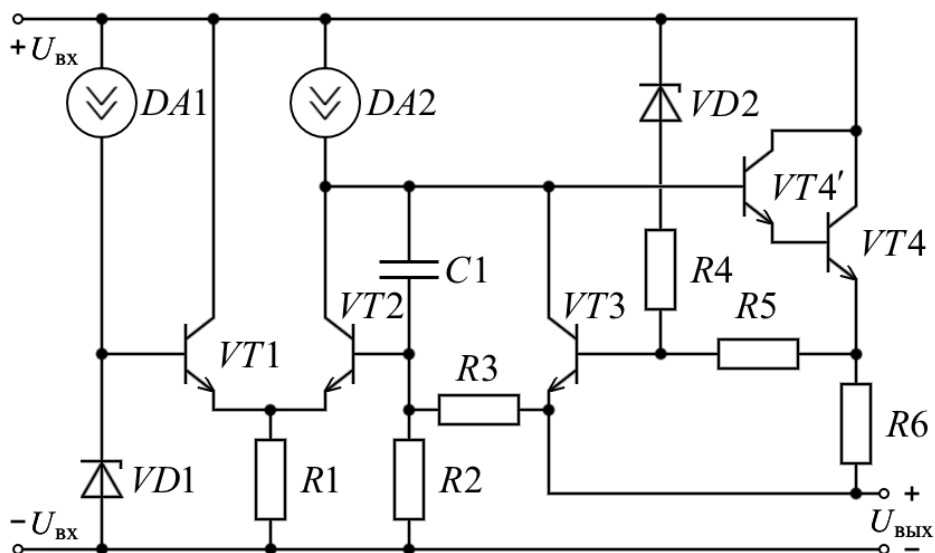


Рис. 4.9. Упрощенная схема интегрального стабилизатора напряжения

Роберт Видлар применил в одном из первых трехвыводных стабилизаторов LM109 источник опорного напряжения на ширине запрещенной зоны и это решение стало стандартом в низковольтных стабилизаторах.

Регулирующий элемент выполнен на составном транзисторе  $VT4, VT4'$  с большим коэффициентом усиления по току. С помощью дифференциального усилителя на транзисторах  $VT1, VT2$  производится сравнение (вычитание) опорного напряжения, подаваемого на базу  $VT1$  и напряжения обратной связи, подаваемого с делителя выходного напряжения  $R2R3$ .

В стабилизаторе предусмотрена схема защиты от превышения выходного тока с токовым датчиком на резисторе  $R6$  и транзисторе  $VT3$ . При превышении выходного тока стабилизатора до  $I_{н\max}$  падение напряжения на резисторе  $R6$  открывает транзистор  $VT3$ , который шунтирует база-эмиттерный переход регулирующего элемента  $VT4, VT4'$  и ограничивает выходной ток на уровне  $I_{к\max}$ . Одновременно уровень срабатывания схемы защиты по выходному току управляется цепочкой  $VD2R4$ . Стабилитрон  $VD2$  пробивается, когда разность напряжений между входом и выходом превышает напряжение стабилизации  $U_{ст\ VD2}$ . Таким образом, ограничивается не только ток регулирующего транзистора, но и выделяющаяся на транзисторе мощность

$$P_{\max VT4} \approx I_{\text{вых max}} \cdot (U_{\text{вх}} - U_{\text{ст VD2}}). \quad (4.12)$$

Подобная схема защиты создает на ВАХ стабилизатора напряжения неустойчивый участок характеристики (рис. 4.5).

Конденсатор  $C1$  выполняет частотную коррекцию усилителя ошибки, обеспечивает необходимый запас устойчивости. Величина его составляет единицы пФ, что позволяет его реализовать на кристалле в интегральном исполнении.

Выходное напряжение стабилизатора может устанавливаться и, при необходимости, регулироваться плавно в широких пределах за счет отрицательной обратной связи, образуемой делителем выходного напряжения  $R2R3$ . Расчет выходного напряжения стабилизатора выполняют по формуле

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{оп}} \cdot (1 + R_3/R_2). \quad (4.13)$$

Обычно интегральные стабилизаторы обеспечиваются схемами тепловой защиты от перегрузок. При превышении температуры кристалла выше допустимой (около 170 °C) резко снижается выходной ток.

Интегральные стабилизаторы с фиксированным выходным напряжением выполнены на кристалле размером ~2x2 мм по одинаковой топологии и одинаковой принципиальной схеме.

Возможность подключения дополнительного внешнего регулирующего транзистора при использовании в качестве схемы управления интегрального стабилизатора напряжения расширяет возможности разработчика и позволяет получить большие токи нагрузки.

При выборе типа стабилизатора (при прочих равных условиях) преимущество остается за интегральными стабилизаторами напряжения. Стабилизаторы на дискретных элементах целесообразно разрабатывать только в тех случаях, когда параметры выпускаемых интегральных стабилизаторов не удовлетворяет требованиям проекта.

#### 4.4. Контрольные вопросы

1. От чего зависит величина коэффициента стабилизации напряжения компенсационного стабилизатора?
2. От чего зависит температурная стабильность выходного напряжения компенсационного стабилизатора?

3. Что такое нагрузочная характеристика стабилизатора напряжения, приведите ее вид.
4. Что произойдет со стабилизатором напряжения при коротком замыкании нагрузки?
5. Как осуществляется защита стабилизатора от короткого замыкания нагрузки?
6. Как осуществляется защита стабилизатора от превышения выходного напряжения на нагрузке?
7. Почему не используется для защиты от короткого замыкания нагрузки плавкого предохранителя?
8. Назовите области применения трехвыводных интегральных стабилизаторов.
9. Назовите области применения интегральных стабилизаторов с регулируемым выходным напряжением.
10. Поясните назначение входного и выходного конденсаторов в схемах интегрального стабилизатора.

## 5. СТАБИЛИЗАТОРЫ ТОКА

Стабилизаторы тока, в отличие от стабилизаторов напряжения, автоматически поддерживают ток на стороне потребителя с заданной степенью точности и уменьшают влияние дестабилизирующих факторов, а напряжение на нагрузке будет зависеть от ее сопротивления. Основными дестабилизирующими факторами, вызывающими изменение тока нагрузки, являются колебания питающих напряжений и частоты тока сети, изменения потребляемой нагрузкой мощности, температуры окружающей среды и др. В зависимости от рода напряжения (тока) на стабилизаторы делятся на стабилизаторы переменного и постоянного тока.

В схемотехнике стабилизаторов напряжения и тока много общего. В общем случае они могут быть параметрическими, компенсационными с линейным и импульсным регулированием. В параметрических стабилизаторах тока (ПСТ) используются нелинейные элементы, и стабилизация тока осуществляется за счет нелинейности их вольт-амперных характеристик. Компенсационные стабилизаторы представляют собой систему автоматического регулирования, содержащую цепь отрицательной обратной связи. Эффект стабилизации в данных устройствах достигается за счет изменения параметров регулирующего элемента, при воздействии на него сигнала обратной связи. В компенсационных стабилизаторах напряжения сигнал обратной связи является функцией выходного напряжения, а в КСТ — функцией выходного тока. Применение того или иного типа стабилизатора в значительной степени определяется его нагрузкой и требованиями, предъявляемыми к стабильности выходного тока.

Стабилизаторы тока используются:

- для питания светодиодов;
- для питания газоразрядных ламп;
- для заряда аккумуляторов различного типа;
- используются в составе интегральных микросхем аналоговой и силовой электроники для задания тока усилительных и электропреобразовательных каскадов. Там они обычно называются генераторами стабильного тока.

Особенностью стабилизаторов тока является их большое выходное сопротивление. Это позволяет исключить влияние входного напряжения и сопротивления нагрузки на величину выходного тока. В то же время напряжение на нагрузке будет зависеть от ее сопротивления.

## 5.1. Параметры стабилизаторов тока

Идеальный стабилизатор тока должен обладать свойствами идеального источника тока, имеющий ЭДС бесконечно большой величины и бесконечно большое внутреннее сопротивление, что позволяет получить стабильное значение тока при изменении сопротивления нагрузки. Если сопротивление нагрузки изменяется, то при этом изменяется и напряжение на нагрузке таким образом, что ток остается постоянным (рис. 5.1). Реальные источники тока поддерживают ток на требуемом уровне при ограниченном диапазоне напряжения, создаваемого на нагрузке и ограниченном сопротивлении нагрузки. Как идеальный, так и реальный источник тока может работать при нулевом сопротивлении нагрузки. Режим короткого замыкания выхода источника тока, это один из режимов работы, в который может безболезненно перейти прибор при случайном замыкании выхода и также безболезненно вернуться к работе на нагрузку с конечным сопротивлением.

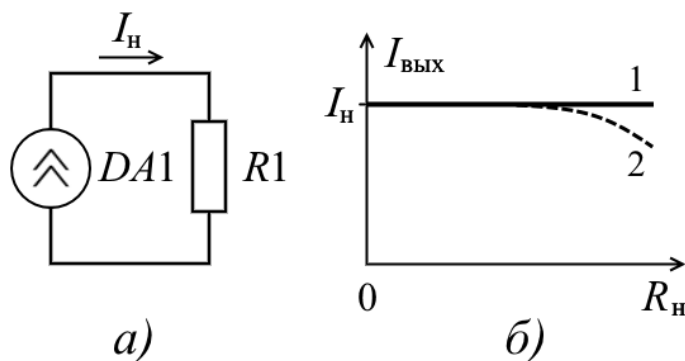


Рис. 5.1. Источник тока:  
а) схема; б) ВАХ:  
1- идеального;  
2 - реального

Основными параметрами стабилизаторов тока являются:

- коэффициент стабилизации;
- нестабильность выходного напряжения;
- внутреннее сопротивление стабилизатора;
- температурная нестабильность;
- коэффициент сглаживания пульсаций;
- коэффициент полезного действия;
- коэффициент стабилизации по входному напряжению –  $K_{ст i}$ .

Коэффициент стабилизации по току при изменении входного напряжения

$$K_{ст i} = \frac{\Delta U_{вх}/U_{вх}}{\Delta I_H/I_H} = \frac{\Delta U_{вх}}{\Delta I_H} \cdot \frac{I_H}{U_{вх}} \bigg|_{R_H = \text{const.}} \quad (5.1)$$

Коэффициент стабилизации по току при изменении сопротивления нагрузки

$$K_{\text{ст } i} = \frac{\Delta R_{\text{H}}/R_{\text{H}}}{\Delta I_{\text{H}}/I_{\text{H}}} = \frac{\Delta R_{\text{H}}}{\Delta I_{\text{H}}} \cdot \frac{I_{\text{H}}}{R_{\text{H}}} \Big| U_{\text{ВХ}} = \text{const.} \quad (5.2)$$

Относительный уровень пульсаций тока на выходе стабилизатора:

$$\delta_I = \frac{I_{\text{п}}}{I_{\text{H}}} \cdot 100 \%, \quad (5.3)$$

где  $I_{\text{п}}$  – амплитуда пульсации выходного тока;  $I_{\text{H}}$  – номинальное значение постоянного тока на выходе стабилизатора.

Температурный коэффициент стабилизатора тока –  $\gamma_I$

$$\gamma_I = \frac{\Delta I_{\text{H}}}{\Delta T} \Big| U_{\text{ВХ}} = \text{const}, R_{\text{H}} = \text{const.} \quad (5.4)$$

Область применения стабилизаторов тока стремительно расширяется, в первую очередь, с широким использованием светодиодов, особенно для светотехнических задач.

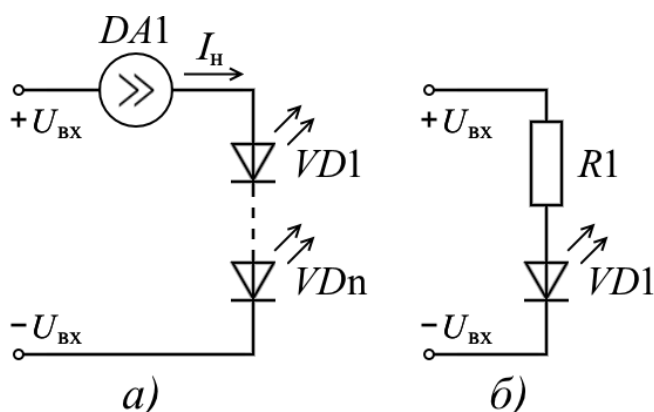


Рис. 5.2. Схема включения светодиода:  
а) со стабилизатором тока;  
б) с резистором

Светодиоды, как и все диоды, имеют нелинейную вольт-амперную характеристику, когда ток через светодиод изменяется непропорционально напряжению. Стабилизатор тока устанавливает заданный ток через светодиод, не зависящий от приложенного к схеме напряжения. При увеличении напряжения на схеме выше порогового уровня, ток достигает установленного значения и далее не изменяется. При дальнейшем увеличении общего напряжения, напряжение на светодиоде перестаёт изменяться, а напряжение на стабилизаторе тока растёт.

Для надёжной и стабильной работы светодиода его надо питать через стабилизатор тока. И лишь в простейшем случае в качестве стабилизатора тока может служить резистор  $R1$  (рис. 5.2, б). В общем виде стабилизатор тока для светодиода представляет двухполюсник, соединённый последовательно со светодиодом (рис. 5.2, а). Иногда стабилизаторы тока называются генераторами стабильного тока. Такая схема (рис. 5.2, а) часто применяется для питания

индикаторного светодиода (СИД). При протекании через светодиод практически любого тока, не превышающего допустимый для данного прибора, напряжение на диоде  $U_{\text{сид}}$  практически не зависит от протекающего тока и определяется конструкцией и цветом свечения СИД и температурой. По ВАХ, приводимых в документации на светодиоды, падение напряжения  $U_{\text{сид}}$  составляет от 0,6 В для инфракрасного свечения до 3,0 В для у синего свечения.

Для схемы (рис. 5.2, б) ток  $I_{\text{сид}}$  через резистор  $R1$  и светодиод  $VD1$  по формуле

$$I_{\text{сид}} = \frac{U_{\text{пит}} - U_{\text{сид}}}{R_1}, \quad (5.6)$$

где  $R_1$  – сопротивление резистора  $R1$ .

Свойства резистора  $R1$  как стабилизатора тока можно оценить, дифференцируя это выражение и переходя к конечным разностям, по формуле

$$\Delta I_{\text{сид}} = \Delta U_{\text{пит}} / R_1. \quad (5.7)$$

Приемлемую стабильность тока можно достичь использованием высокоомного балластного резистора и повышенного напряжения питания. При этом на резисторе выделяется мощность  $P_{R1}$  ( $P_{R1} = I_{\text{сид}}^2 \cdot R_1$ ), что малоприспособно при больших токах.

Намного лучше зарекомендовали себя стабилизаторы тока на транзисторах. Рабочая точка выбирается в области пологих участков характеристик ВАХ, где выходное сопротивление транзистора велико (рис. 2.9, б). При этом падение напряжения можно задать небольшим, что позволяет получить небольшие потери энергии при высокой стабильности выходного тока. Подобная схема пригодна для питания светодиодов или для зарядки маломощных аккумуляторов.

В схемах стабилизатора тока на биполярном транзисторе (рис. 5.3) напряжение на базе транзистора  $VT1$  задается стабилитроном  $VD1$ . Резистор  $R1$  задает ток параметрического стабилизатора  $R1VD1$ . Резистор  $R3$  служит датчиком тока и его сопротивление определяет выходной ток стабилизатора.

При возрастании тока падение напряжения на резисторе  $R2$  возрастает. Оно прикладывается к эмиттеру транзистора. В результате напряжение база-эмиттер, определяемое, как разность постоянного напряжения на базе и напряжения на эмиттере уменьшается, и ток возвращается к заданному значению. Подстроечный резистор  $R2$  (рис. 5.3, б) регулирует ток  $I_6$  базы транзистора  $VT1$ , который определяет коллекторный ток  $I_k = \beta \cdot I_6$  транзистора, являющийся током зарядки аккумулятора.



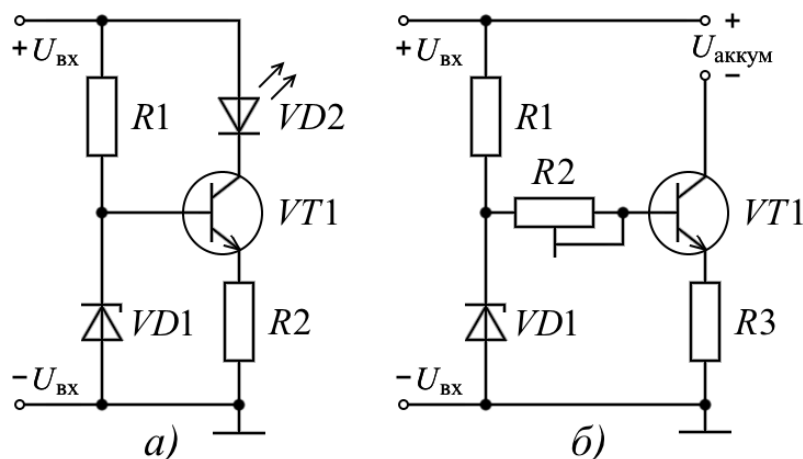


Рис. 5.3. Стабилизаторы тока на биполярном транзисторе:  
а) схема питания светодиода;  
б) схема для зарядки аккумулятора

Сопротивление резистора  $R_3$  рассчитывается из следующих соображений. Напряжение  $U_{R_3}$  на резисторе  $R_3$  может быть найдено

$$U_{R_3} = U_{\text{ст}} - U_{\text{бэ}} = U_{\text{ст}} - 0,7 \text{ В},$$

где  $U_{\text{ст}}$  – напряжение на стабилитроне  $VD1$ ,  $U_{\text{бэ}}$  – напряжение на прямосмещенном  $p-n$  переходе база-эмиттер транзистора  $VT1$ , которое для кремниевых транзисторов составляет  $U_{\text{бэ}} \approx 0,7 \text{ В}$ . Ток коллектора является выходным током стабилизатора тока

$$I_{\text{ст}} = I_{\text{к}} \cong I_{\text{э}} \cong U_{R_2} / R_2 = (U_{\text{ст}} - 0,7 \text{ В}) / R_2. \quad (5.8)$$

В схеме генератора стабильного тока (ГСТ), показанной на рис. 5.4, а, напряжение на резисторе  $R_2$  стабилизируется следующим образом. При увеличении падения напряжения на  $R_2$ , сильнее открывается транзистор  $VT1$ . Это приводит к уменьшению тока базы транзистора  $VT2$ . Второй транзистор частично закрывается и напряжение на  $R_2$  стабилизируется на уровне  $U_{R_2} = U_{\text{бэ}} \approx 0,7 \text{ В}$ . Ток стабилизации рассчитывается по формуле

$$I_{\text{ст}} = U_{R_2} / R_2 \approx 0,7 / R_2.$$

Изменяя сопротивление резистора  $R_2$ , можно регулировать ток стабилизации.

Подобным образом работают генераторы тока, наиболее известным из которых является схема «токового зеркала» (рис. 5.4, б). В ней вместо стабилитрона используется эмиттерный переход биполярного транзистора, а в качестве резистора  $R_2$  используется внутреннее сопротивление эмиттера транзистора  $VT2$ . Ток стабилизации определяется по выражению

$$I_{\text{ст}} = (U_{\text{вх}} - U_{\text{бэ}}) / R_1 \cong (U_{\text{вх}} - 0,7) / R_1.$$

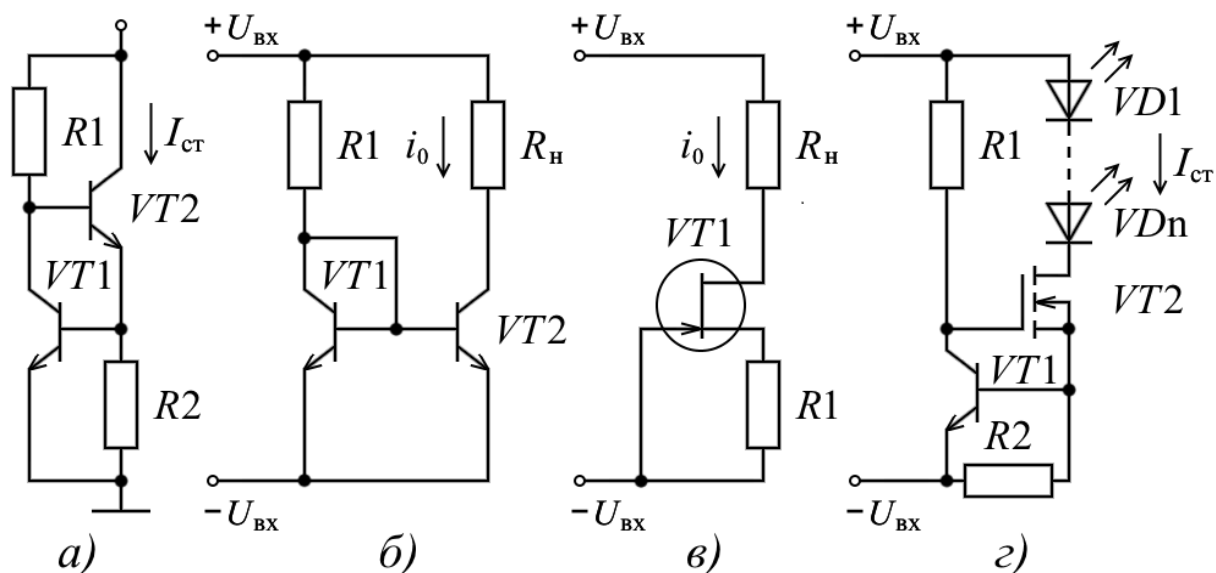


Рис. 5.4. Генераторы стабильного тока: а) ГСТ на биполярных транзисторах; б) токовое зеркало; в) ГСТ на полевом транзисторе; г) мощный стабилизатор тока

Стабилизаторы тока, собранные на полевых транзисторах с управляющим  $p$ - $n$  каналом JFET, еще проще. Ток канала, протекающий через резистор  $R_1$ , создает напряжение смещения между затвором и истоком. Регулируя сопротивление  $R_1$  истокового резистора  $R_1$ , можно управлять величиной стабилизированного тока. Выходной ток определяется параметрами JFET транзисторов и обычно составляет единицы мА.

В тех случаях, когда необходимо обеспечить стабилизацию значительных токов (сотни мА), например, при питании белых светодиодов, можно использовать схему стабилизатора с MOSFET (рис. 5.4, г). Датчиком тока является резистор  $R_2$ , падение напряжения на котором приложено к переходу эмиттер-база биполярного транзистора  $VT_2$ , составляет порядка  $U_{бэ} = 0,7$  В. Стабилизированный ток, протекающий через светодиоды, можно вычислить по формуле  $I_{ст} = U_{R2} / (R_2 - 0,7)$ .

Все рассмотренные схемы совмещают элемент регулирования и схему сравнения как в компенсационных стабилизаторах напряжения с непрерывным регулированием (раздел 4.2). В отличие от компенсационных стабилизаторов напряжения в компенсационных стабилизаторах тока с непрерывным регулированием сигнал в цепь обратной связи поступает от датчика тока, включенного в цепь тока нагрузки. Поэтому для реализации стабилизаторов тока можно использовать любой стабилизатор напряжения, включив последовательно с нагрузкой датчик тока.

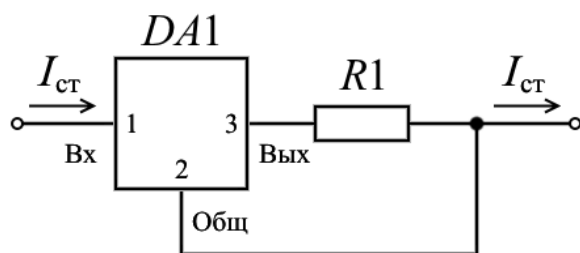


Рис. 5.5. Схема стабилизатора тока на базе трехвыводного интегрального стабилизатора напряжения

На рис. 5.5 показан пример реализации стабилизатора тока на базе распространенных ИС трехвыводных стабилизаторов напряжения К142ЕН5 (зарубежный аналог LM7805 или LM317). Датчиком тока является резистор  $R1$ , который одновременно является нагрузкой стабилизатора DA1. На резисторе  $R1$  поддерживается неизменным  $U_{ст}$ , соответствующее выходному напряжению компенсационного стабилизатора напряжения. Так как ток, протекающий к выводу «общий», а это собственный ток потребления стабилизатора DA1, небольшой (единицы мА) и много меньше выходного тока (единицы А), то выходной ток стабилизатора практически равен выходному току стабилизатора напряжения DA1

$$I_{ст} = U_{ст} / R_1. \quad (5.9)$$

Схема, приведенная на рис. 5.5, прекрасно подходит как для питания осветительных светодиодов, так и для зарядных устройств аккумуляторов.

## 5.2. Интегральный стабилиток

Интегральная элементная база постоянно обновляется и пополняется. Так появился новый интегральный полупроводниковый компонент, предназначенный для стабилизации тока на требуемом уровне. Название и УГО этих компонент еще не устоялось. Благодаря внешнему сходству и наличию всего двух выводов компоненты этого класса иногда называют диодным стабилизатором тока (по сходству с диодом условного изображения на электрических схемах), хотя по схемотехнике никакого отношения к диоду не имеет. Иногда по аналогии со стабилитроном их называют стабилитоками.

Конструктивно стабилиток представляет собой двухвыводной интегральный компонент, ограничивающий протекающий через него ток величиной и точностью соответствующей данным фирмы изготовителя. Такой полупроводниковый прибор в большинстве случаев имеет корпус, напоминающий диод малой мощности. На электрических схемах употребляется УГО для его обозначения, подобное диоду. Стабилитоки имеют низкую стоимостью и дают возможность упростить разработку многих радиоэлектронных приборов.

### *Элементная база интегральных стабилизаторов*

На рис. 5.6 приведены интегральные стабилизаторы тока некоторых производителей полупроводниковых приборов. Применение диодных стабилизаторов тока упрощает электрические схемы и снижает стоимость приборов. Использование интегральных диодных стабилизаторов тока привлекательно не только своей простотой, но и повышением устойчивости работы разрабатываемых приборов.

1N5296

Производители: Micro Semi, CDI.

Ток стабилизации 0,91 мА. Погрешность  $\pm 10\%$ .

Минимальное напряжение на выводах в режиме стабилизации 1,29 В.

Максимальное импульсное напряжение 100 В.



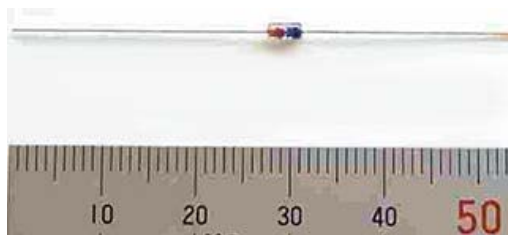
E-103

Производитель Semitec.

Ток стабилизации 10 мА. Погрешность  $\pm 10\%$ .

Минимальное напряжение на выводах в режиме стабилизации 4,2 В.

Максимальное импульсное напряжение 50 В.



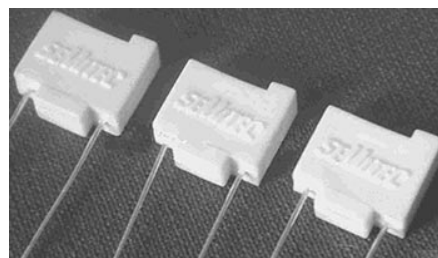
L-2227

Производитель Semitec.

Ток стабилизации 25 мА. Погрешность  $\pm 10\%$ .

Минимальное напряжение на выводах в режиме стабилизации 4,0 В.

Максимальное импульсное напряжение 50 В.



а)

б)

*Рис. 5.6. Интегральные стабилизаторы тока: а) производители и основные параметры; б) внешний вид*

Одиночный прибор этого класса, в зависимости от типа, обеспечивает стабилизацию тока на уровне от 0,22 до 30 мА. При необходимости для увеличения выходного тока однотипные стабилитоны можно соединять параллельно. Эти приборы появились недавно. Поэтому еще нет общепринятого схемного обозначения. Наиболее часто используется обозначение обычного диода.

При включении в цепь питания светодиода стабилиток  $VD1$  (рис. 5.7) обеспечивает требуемый режим и надежную работу даже в условиях при воздействии импульсных и длительных изменений напряжения.

Яркость свечения светодиода зависит от величины протекающего тока. Один стабилиток  $VD1$  может обеспечить режим работы нескольких последовательно включенных светодиодов  $VD2$  и  $VD3$ , как показано на схеме (рис. 5.7).

Эту схему легко преобразовать в зависимости от светодиодов и напряжения питания. Можно включить параллельно один или несколько стабилитокв последовательно с гирляндой светодиодов. Количество светодиодов зависит от диапазона изменения напряжения питания  $U_{ВХ}$ . С помощью стабилитока несложно выполнить индикаторный или осветительный прибор с питанием от автономного источника (аккумулятора или батареи), напряжение которого может изменяться в широких пределах в процессе эксплуатации.

Благодаря стабилизации тока обеспечивается постоянная яркость свечения при колебаниях напряжения питания. Требуемый режим тока в нагрузке можно получить, изменяя тип или включая параллельно требуемое количество этих приборов.

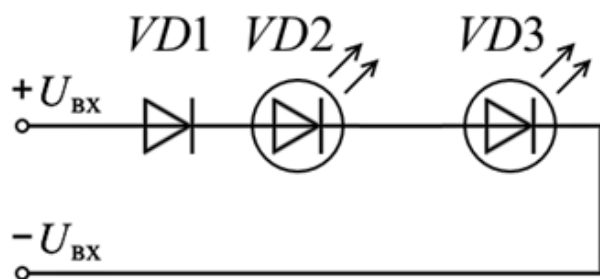


Рис. 5.7. Схема питания светодиодов с использованием стабилитока

Еще одно распространенное применение стабилитокв - это задание режима работы кремниевого стабилитрона (рис. 5.8) при реализации источника опорного напряжения.

Подобный ИОН обеспечивает высокий коэффициент стабилизации выходного напряжения и соответствующее снижение напряжения пульсаций при питании от сетевого выпрямителя.

Напряжение питания  $U_{ВХ}$  должно быть больше опорного напряжения на 3...5 В.

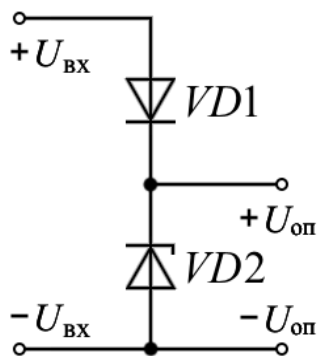


Рис. 5.8. Источник опорного напряжения на базе стабилитона

### Внутренняя схема стабилитона

Типовая вольт-амперная характеристика стабилитона помогает понять работу интегрального стабилитона (рис. 5.9). Режим стабилизации начинается при превышении напряжения на выводах прибора около двух В. При напряжениях более 100 В развиваются пробойные явления. Реальный ток стабилизации может отличаться от номинального тока на величину до 10 %.

При изменении напряжения от 2 до 100 В нестабильность тока может составлять до 5 %. Разброс токов стабилитонов, выпускаемых некоторыми производителями, может достигать до 20 %. Чем выше ток стабилизации, тем больше отклонение при увеличении напряжения.

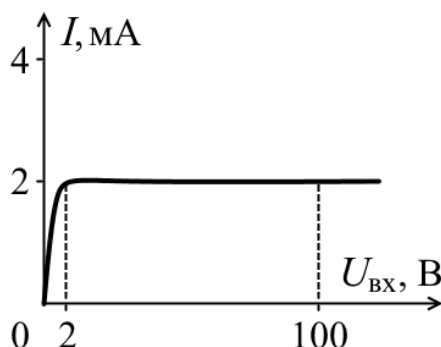


Рис. 5.9.  
ВАХ стабилитона

Параллельное включение пяти приборов, рассчитанных на ток 2 мА, позволяет получить более высокие параметры, чем у одного прибора, рассчитанного на ток 10 мА. При этом можно снизить минимальное падение напряжения на стабилизаторе, увеличить диапазон изменения входного напряжения.

Основой схемы многих стабилитонов является полевой транзистор с управляющим  $p$ - $n$  переходом JFET (рис. 5.10).

Напряжение затвор-исток определяет ток стока. При напряжении затвор-исток равному нулю ток через транзистор равен начальному току стока  $I_{с\max}$ . Для нормальной работы стабилитона минимальное напряжение, приложенное к

его выводам, должно превышать напряжение на нагрузке не менее, чем на 1...3 В, что обычно указывается в справочной документации.

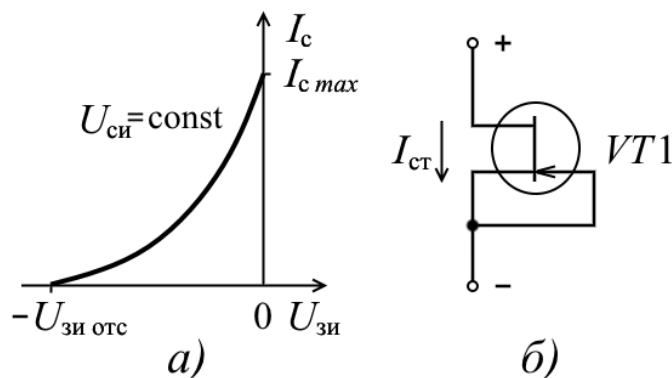


Рис. 5.10. ВАХ  $n$ -канального полевого транзистора с управляющим  $p$ - $n$  переходом и типовая схема стабилизатора тока на его основе

Полевые транзисторы имеют большой разброс начального тока стока, точно эту величину предсказать нельзя. Дешевые диодные стабилизаторы тока представляют собой отобранные по току полевые транзисторы, у которых затвор соединен с истоком. При смене полярности напряжения диодный стабилизатор тока превращается в обычный диод. Это свойство обусловлено тем, что  $p$ - $n$  переход полевого транзистора JFET оказывается смещенным в прямом направлении и ток течет по цепи затвор-сток. Максимальный обратный ток некоторых диодных стабилизаторов тока может достигать 100 мА.

### 5.3. Контрольные вопросы

1. Почему для питания светодиодов используются стабилизаторы тока, а не напряжения?
2. Назовите факторы, влияющие на нестабильность выходного тока в стабилизаторах тока.
3. Нарисуйте структурную схему компенсационного стабилизатора тока.
4. Объясните физический смысл параметра коэффициент стабилизации тока.
5. Объясните работу схемы, положенную в основе интегрального диодного стабилизатора тока.
6. Назовите пример использования диодных стабилизаторов тока.
7. Почему в стабилизаторах тока отсутствует схема защиты от короткого замыкания нагрузки.
8. Нарисуйте и объясните работу параметрического стабилизатора тока на полевом транзисторе.
9. Можно ли соединять параллельно стабилизаторы тока?
10. Можно ли соединять последовательно стабилизаторы тока?

## 6. ТРЕХВЫВОДНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ

Для не слишком ответственных применений популярны трехвыводные стабилизаторы напряжения, позволяющие получить различные уровни выходных напряжений и токов. Как это следует из названия, они имеют три вывода для подключения к внешним цепям: входной, выходной и общий. Общий вывод обычно соединяется с корпусом («землей») источника питания. Входное напряжение подается между входным и общим выводами, выходное снимается между выходным и общим выводами. Стабилизатор имеет встроенную защиту от перегрузок: увеличение выходного тока сверх номинального приводит к уменьшению выходного напряжения и самопроизвольному выключению стабилизатора.

Примером интегральных стабилизаторов являются отечественные трехвыводные микросхемы серии КР142ЕНхх, получившие сокращенное название КРЕН. Они являются относительно дешевыми, требуют подключения минимального числа навесных элементов и выпускаются на различные напряжения стабилизации (табл. 6.1).

Конденсатор, поставленный параллельно выходу, улучшает переходные процессы и удерживает полное выходное сопротивление на низком уровне на высоких частотах.

Такие трёхвыводные стабилизаторы напряжения дешевы и просты в употреблении, что даёт возможность проектировать схемы с большим количеством печатных плат, к которым подводится нестабилизированное постоянное напряжение, а отдельный стабилизатор устанавливается на каждой плате.

В табл. 6.1 приняты следующие обозначения:  $K_{u\max}$  – максимальный коэффициент неустойчивости по выходному напряжению,  $K_{i\max}$  – максимальный коэффициент неустойчивости по току нагрузки.

Популярность трехвыводным интегральным стабилизаторам с фиксированным выходным напряжением обеспечила их универсальность и возможность на их основе с небольшим количеством дополнительных элементов реализовать регулируемые интегральные стабилизаторы.

Для обеспечения устойчивой работы микросхем КРЕН во всем диапазоне допустимых значений входных и выходных напряжений и токов нагрузки рекомендуется применять конденсаторы, которые шунтирующие вход и выход стабилизатора. Это должны быть твердотельные (керамические или танталовые) конденсаторы емкостью до 2 мкФ на входе и 1 мкФ на выходе. При использовании алюминиевых конденсаторов их емкость должна быть



более 10 мкФ. Подключать конденсаторы необходимо как можно более короткими проводниками и как можно ближе к выводам стабилизатора.

Таблица 6.1. Отечественные интегральные микросхемы стабилизаторов напряжения КРЕН142 с фиксированным выходным напряжением

Условное обозначение	Аналог	Параметры						
		$U_{\text{ВЫХ ном}}$ В	$U_{\text{ВЫХ min}}$ В	$U_{\text{ВЫХ max}}$ В	$I_{\text{ВЫХ max}}$ А	$U_{\text{ВХ max}}$ В	$K_u$ %/В	$K_i$ %/А
КР142ЕН5А		5,0	4,9	5,1	1,5	15	0,05	1,33
КР142ЕН5Б		6,0	5,88	6,12	1,5	15	0,05	1,33
КР142ЕН5В	7805	5,0	4,82	5,18	2,0	15	0,05	1,33
КР142ЕН5Г	7806	6,0	5,79	6,21	2,0	15	0,05	1,33
КР142ЕН8А		9,0	8,73	9,27	1,5	35	0,05	1,0
КР142ЕН8Б		12,0	11,64	12,36	1,5	35	0,05	1,0
КР142ЕН8В		15,0	14,55	15,45	1,5	35	0,05	1,0
КР142ЕН8Г	7809	9,0	8,64	9,36	1,0	30	0,1	1,5
КР142ЕН8Д	7812	12,0	11,52	12,48	1,0	30	0,1	1,5
КР142ЕН8Е	7815	15,0	14,4	15,6	1,0	30	0,1	1,5
КР142ЕН9А		20,0	19,6	20,4	1,5	40	0,05	0,67
КР142ЕН9Б		24,0	23,52	24,48	1,5	40	0,05	0,67
КР142ЕН9В		27,0	26,46	27,54	1,5	40	0,05	0,67
КР142ЕН9Г	7820	20,0	19,4	20,6	1,0	35	0,1	1,5
КР142ЕН9Д	7824	24,0	23,28	24,72	1,0	35	0,1	1,5
КР142ЕН9Е	7827	27,0	26,19	27,81	1,0	35	0,1	1,5
КР142ЕН9К	7827	27,0	-	-	1,5	40	-	-

На рис. 4.8, а и рис. 6.1 приведены типовые схемы включения трехвыводных стабилизаторов.

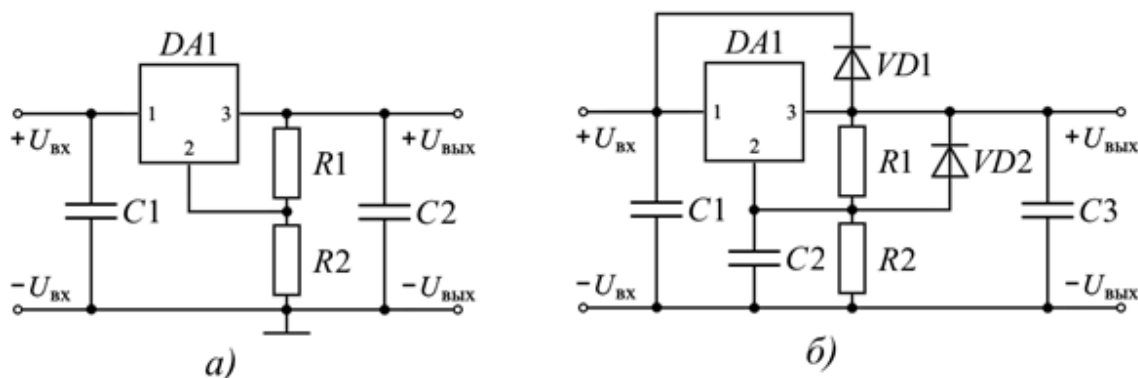


Рис. 6.1. Схемы включения линейных трехвыводных стабилизаторов напряжения: а) схема с увеличением выходного напряжения; б) схема с защитными диодами

## 6.1. Схемы с регулируемым напряжением

В трехвыводных стабилизаторах можно увеличить выходное стабилизированное напряжение с помощью делителя  $R_1R_2$ , как показано на рис. 6.1, *а*. Ток делителя  $I_{\text{дел}}$  выбирается большим, чем ток собственного потребления стабилизатора  $I_{\text{дел}} \gg I_{0\text{ ст}}$ . Выходное напряжение такого стабилизатора находится по формуле

$$U_{\text{вых}} = U_{0\text{ ст}} \cdot (1 + R_2/R_1) + I_{0\text{ ст}} \cdot R_2,$$

где  $U_{0\text{ ст}}$  – паспортное значение напряжения стабилизации ИС,  $R_1$  и  $R_2$  – сопротивление резисторов  $R_1$  и  $R_2$ , соответственно.

На практике обычно задаются величиной сопротивления одного резистора порядка 1 кОм и рассчитывают сопротивление другого резистора делителя напряжения по формуле

$$R_1 = \frac{U_{0\text{ ст}} \cdot R_2}{U_{\text{вых}} - U_{0\text{ ст}} - (I_{0\text{ ст}} \cdot R_2)}.$$

При значительной суммарной емкости конденсатора на выходе стабилизатора (более 10...20 мкФ) случайное замыкание входной цепи стабилизатора может вывести ИС из строя, поскольку к ее элементам будет приложено напряжение конденсатора в обратной полярности. Для защиты ИС необходимо включать защитный диод  $VD1$  (рис. 6.1, *б*), шунтирующий ИС при аварийном замыкании входной цепи. В тех случаях, когда емкость конденсатора  $C_2$  может быть достаточно велика (10...20 мкФ) при входном напряжении более 15...20 В аналогичным образом, диод  $VD2$  защищает ИС по выводу 2. Использование трехвыводных стабилизаторов в схемах с увеличенным выходным напряжением приводит к снижению коэффициента подавления пульсаций из-за протекания тока собственного потребления стабилизатора через резистор  $R_2$ . Для того, чтобы повысить коэффициент подавления пульсаций до справочного значения ИС, резистор  $R_2$  шунтируют конденсатором  $C_2$  (рис. 6.1, *б*). Величина его емкости  $C_2$  выбирается из условия

$$C_2 \gg \frac{1}{2\pi f \cdot R_2},$$

где  $f$  – частота пульсаций, как правило 50 Гц.

Некоторое ухудшение коэффициента стабилизации КСН (рис. 6.1, *а*) по сравнению с КСН, построенным по типовой схеме (рис. 4.8, *а*) объясняется изменением собственного тока потребления стабилизатора  $I_{0\text{ ст}}$  при изменении

тока нагрузки. Для использования подобной схемы интегральные стабилизаторы серии К142ЕНхх с собственным током потребления около 10 мА не лучший вариант. Меньший ток собственного потребления имеют микросхемы стабилизаторов серии КР1170ЕНхх – 1,5 мА во всем диапазоне выходных токов. На рис. 6.2 приведены схемы стабилизаторов напряжения на повышенное выходное напряжение, у которых снижено влияние собственного тока потребления  $I_{ст0}$ .

Параметрический стабилизатор  $R1VD1$  (рис. 6.2, а) обеспечивает подачу стабилизированного опорного напряжения  $U_{ст1}$  на общий вывод интегрального стабилизатора. Выходное напряжение  $U_{вых}$  равно сумме опорного напряжения  $U_{ст1}$  и паспортного напряжения  $U_{ст0}$  трехвыводного стабилизатора, то есть  $U_{вых} = U_{ст0} + U_{ст1}$ . Сопротивление  $R1$  резистора  $R1$  выбирается из условия

$$R_1 < \frac{U_{ст0}}{I_{ст0} + U_{ст1 \min}},$$

где  $U_{ст1 \min}$  – минимальный ток стабилизации стабилитрона  $VD1$ .

Схема стабилизатора повышенного регулируемого напряжения на базе трехвыводного стабилизатора напряжения  $DA1$  показана на рис 6.2, б. В этой схеме снижено влияние собственного тока потребления  $I_{0 \text{ ст } \min}$  путем введения дополнительного транзистора  $VT1$ .

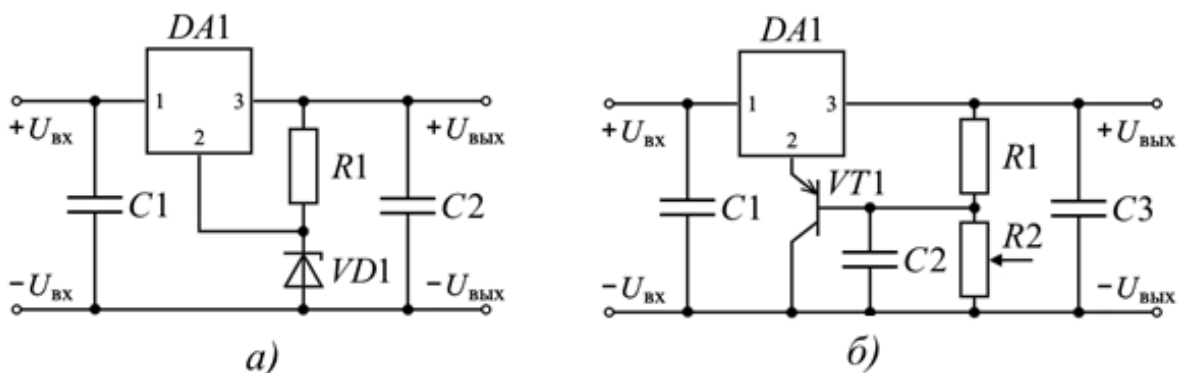


Рис. 6.2. Схемы трехвыводных стабилизаторов напряжения с уменьшенным влиянием собственного тока потребления

Напряжение на выходе стабилизатора вычисляют по формуле

$$U_{вых} = (U_{ст0} + U_{бэ VT1})(1 + R_2 / R_1),$$

где  $U_{бэ VT1}$  – напряжение база-эмиттерного перехода транзистора  $VT1$ , которое для маломощных кремниевых транзисторов составляет  $\sim 0,6 \dots 0,7$  В.

Достоинством данной схемы (рис. 6.2, б) является то, что резисторы  $R1$  и  $R2$  могут быть в  $\beta$  раз большими, чем в типовых схемах, показанных на рис. 6.1, что снижает мощность потерь в резистивном делителе напряжения.

## 6.2. Схемы с повышенным выходным током

Для увеличения выходного тока стабилизатора выше паспортного  $I_{ст}$  микросхемы  $DA1$ , на которой он построен, используются схемы с дополнительными транзисторами (рис. 6.3).

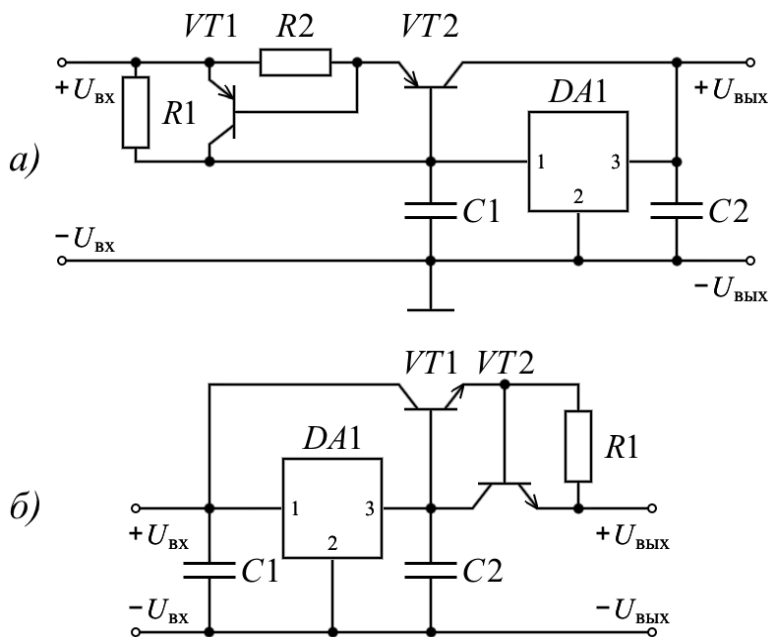


Рис. 6.3. Схемы трехвыводных стабилизаторов фиксированного напряжения на повышенные выходные токи и защитой от короткого замыкания:  
а) на транзисторах  $p-n-p$ ;  
б) на транзисторах  $n-p-n$

В схеме стабилизатора напряжения (рис. 6.3, а) транзистор  $VT2$  типа  $p-n-p$  образует дополнительный канал передачи выходного тока. Ток  $I_{ст}$  трехвыводного стабилизатора напряжения, протекающий через резистор  $R1$ , создает на нем падение напряжения, управляющее коллекторным током дополнительного транзистора  $VT2$ . Сопротивление  $R_1$  резистора  $R1$  выбирается из условия  $R_1 = 0,7/I_{ст}$ .

Цепочка  $R2VT1$  выполняет функцию защиты транзистора  $VT2$  от превышения по току (короткого замыкания). Резистор  $R2$  является датчиком тока, протекающего через транзистор  $VT2$ . ИС стабилизатора  $DA1$  имеет собственную встроенную схемы ограничения тока.

Пока ток через транзистор  $VT2$  не превышает ток  $I_{кз}$  срабатывания защиты от короткого замыкания, (конечно, он не должен превышать допустимый ток  $I_{к доп}$  коллектора транзистора  $VT2$ ), транзистор защиты  $VT1$  заперт и не влияет на работу схемы. Но когда падение напряжения на резисторе

$R2$  превысит 0,7 В, транзистор  $VT1$  открывается и шунтирует переход база-эмиттер транзистора  $VT2$ . Вследствие чего транзистор  $VT2$  запирается, а у стабилизатора напряжения  $DA1$  срабатывает собственная защита, ограничивающая выходной ток.

В схеме стабилизатора напряжения, построенного на интегральной микросхеме  $DA1$  и рассчитанного на повышенные выходные токи (рис. 6.3, б), внешний (дополнительный) транзистор  $VT1$   $n-p-n$  типа включен по схеме эмиттерного повторителя и обеспечивает усиление выходного тока  $I_{\text{вых}}$ , количественное значение которого определяется соотношением

$$I_{\text{вых}} = I_{\text{ст}} \cdot \beta,$$

где  $I_{\text{ст}}$  - выходной ток трехвыводного стабилизатора,  $\beta$  - коэффициент усиления транзистора  $VT1$  по току в схеме с ОЭ.

Резистор  $R1$  и транзистор  $VT2$  образуют схему ограничения выходного тока транзистора  $VT1$  при коротком замыкании нагрузки.

Резистор  $R1$  является датчиком тока схемы защиты от короткого замыкания нагрузки. Токовая защита выполнена на транзисторе  $VT2$ .

Пока выходной ток транзистора  $VT1$  не превышает своего предельно допустимого тока, падение напряжения на резисторе  $R1$  меньше 0,7 В, транзистор  $VT2$  заперт и не влияет на работу схемы. Но при превышении тока транзистора  $VT1$  выше допустимого  $I_{\text{кз}}$  (например, в режиме короткого замыкания), падение напряжения на резисторе  $R1$  становится достаточным для отпирания транзистора  $VT2$ . Открытый транзистор  $VT2$  шунтирует силовой транзистор  $VT1$ . При этом базовый ток транзистора  $VT1$  уменьшается, так, что выходной ток не превысит  $I_{\text{кз}}$ . Сопротивление  $R_1$  резистора  $R1$  вычисляется по формуле  $R_1 = 0,7/I_{\text{кз}}$ .

### **6.3.Схемы с плавным нарастанием выходного напряжения**

В некоторых случаях возникает необходимость плавного увеличения выходного напряжения. Например, при включении питания ламп накаливания. Дело в том, что холодная нить накаливания лампы имеет малое сопротивление. Поэтому при включении питания лампы накаливания через нить лампы возникает бросок тока в десяток раз больший тока в стационарном режиме работы лампы, что приводит к существенному сокращению срока службы. В схеме (рис. 6.4) на общий вывод интегральной 2 микросхемы  $DA1$  типа КР142ЕН12 подается напряжение с делителя  $R1R2$ , за счет чего на выходе стабилизатора в установившемся режиме обеспечивается повышенное

напряжение стабилизации  $U_{\text{ВЫХ}}$ . Резистор  $R_2$  шунтирован  $p-n-p$  транзистором  $VT1$ . В начальный момент времени при подаче входного напряжения конденсатор  $C_2$  разряжен. Вследствие чего транзистор  $VT1$  открыт и шунтирует резистор  $R_2$ . При включении питания напряжение на конденсаторе  $C_2$  начинает возрастать, транзистор  $VT1$  плавно закрывается, а выходное напряжение  $U_{\text{ВЫХ}}$  стабилизатора возрастает. Когда транзистор  $VT1$  закроется, выходное напряжение  $U_{\text{ВЫХ}}$  достигает значения, определяемого сопротивлениями резисторов  $R_1$  и  $R_2$  (как в обычной схеме регулируемого стабилизатора).

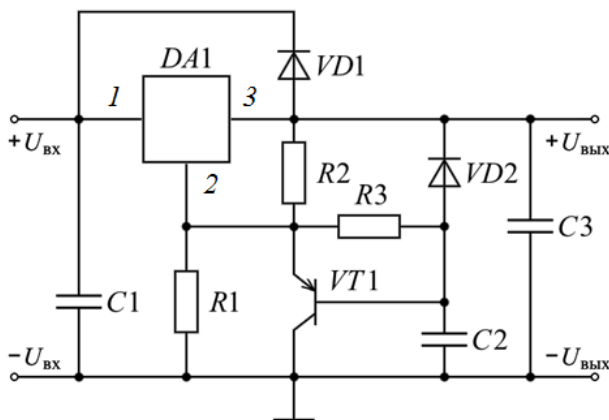


Рис. 6.4. Схема стабилизатора с плавным нарастанием выходного напряжения на базе трехвыводного стабилизатора КР142ЕН12

Сопротивление резистора  $R_3$  выбирается из условия насыщения транзистора  $VT1$  в первый момент включения входного напряжения

$$R_3 < U_{0 \text{ ст}} / I_{\text{б} VT1},$$

где  $I_{\text{б} VT1}$  - ток базы насыщения транзистора, который можно найти, зная ток потребления стабилизатора на холостом ходу,

$$I_{\text{б} VT1} = I_{\text{потр}} / \beta,$$

где  $\beta$  – коэффициент усиления по току транзистора  $VT1$ .

Начальное выходное напряжение можно оценить формуле

$$U_{\text{ВХ} \text{ min}} = U_{C2} + U_{\text{бэ}} + U_{\text{ст}},$$

где  $U_{C2}$  - начальное напряжение на конденсаторе  $C_2$  (порядка 0,6 В),  $U_{\text{бэ}}$  – падение напряжения на база-эмиттерном переходе транзистора  $VT1$  и  $U_{\text{ст}}$  - опорное напряжение микросхемы  $DA1$ .

Время задержки нарастания выходного напряжения можно регулировать параметрами  $R_3$  и  $C_2$ . Конденсатор  $C_3$  уменьшает пульсации выходного напряжения. Рекомендуемый номинал конденсатора  $C_3$  выбирают их диапазона

от 1 до 10 мкФ. Причем большее увеличение ёмкости конденсатора  $C3$  значимых улучшений не даёт. Диод  $VD2$  обеспечивает разрядку конденсатора  $C3$  при выключении питания. При отсутствии конденсатора  $C3$  достаточно одного диода  $VD1$ . Резисторы  $R1$  и  $R2$  используются для задания выходного напряжения.

#### 6.4. Схема включения двуполярного стабилизатора напряжения

Электрические схемы, выполненные на базе операционных усилителей, требуют применения двуполярного источника вторичного электропитания. Интегральные микросхемы типа К142ЕН6 дают возможность с минимальным количеством дополнительных внешних элементов получить двуполярное фиксированное стабилизированное напряжение  $\pm 15$  В при максимальном токе нагрузки до 0,2 А. Схема стабилизатора на микросхеме К142ЕН6 приведена на рис. 6.5.

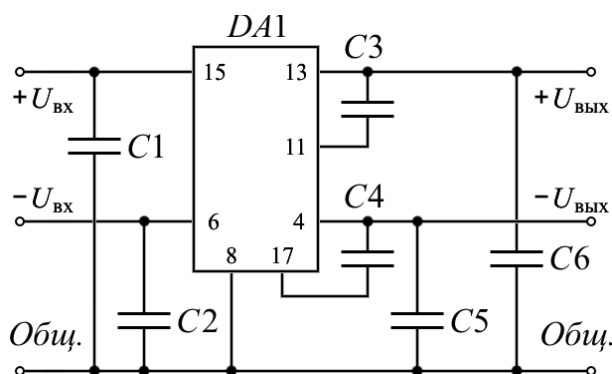


Рис. 6.5. Типовая схема включения микросхем К142ЕН6

Конденсаторы  $C3$  и  $C4$  обеспечивают устойчивую работу при скачкообразном изменении входного напряжения. Рекомендуется использовать керамические конденсаторы емкостью 0,1 мкФ.

Микросхемы К142ЕН6(А-Е) предусматривают возможность регулировки выходного напряжения в диапазонах 5...15 В и 15...25 В (см. соответствующие схемы включения в документации).

При небольшом усложнении схемы с помощью дополнительных элементов, как у любых трехвыводных стабилизаторов, можно расширить диапазон стабилизируемых напряжений и токов.

#### 6.5. Контрольные вопросы

1. Какое различие в схемотехнике между интегральными стабилизаторами на фиксированное выходное напряжение и регулируемое выходное напряжение?

2. Для чего необходимо включать конденсаторы на входе и выходе трехвыводного стабилизатора?
3. Нарисуйте схему стабилизатора с регулируемым выходным напряжением на основе трехвыводного стабилизатора.
4. Можно ли на основе трехвыводного стабилизатора обеспечить стабилизацию тока при зарядке аккумулятора?
5. Нарисуйте на основе трехвыводного стабилизатора схему стабилизатора на повышенные выходные напряжения.
6. Как реализуется в интегральных стабилизаторах защита от короткого замыкания?
7. Какие функции выполняет тепловая защита стабилизатора?
8. Какие ИС входят в состав серии КР142хх (КРЕН)?
9. В каких единицах измеряется температурная нестабильность стабилизатора напряжения?
10. Что ограничивает уровень мощности в нагрузке интегрального стабилизатора?



## 7. LDO СТАБИЛИЗАТОРЫ

Для нормальной работы компенсационного стабилизатора напряжения с непрерывным регулированием требуется напряжение на регулирующем транзисторе  $U_{кэ}$  не менее 3 В. Сюда входит, в простейшем случае, напряжение одного регулирующего транзистора (однако чаще используется схема Дарлингтона из нескольких транзисторов) и напряжение на датчике тока системы защиты от превышения по току нагрузки.

Для схем с большими выходными токами при относительно небольших выходных напряжениях такое падение напряжения на регулирующем элементе приводит к значительным потерям энергии и повышенному тепловыделению.

Повысить КПД компенсационного стабилизатора с непрерывным регулированием и рассеивать небольшую мощность возможно, если выходное и входное напряжение будет отличаться незначительно. Установлено, что нормальное функционирование регулирующего транзистора, а значит и линейного стабилизатора напряжения, возможно и при достаточно небольшом падении напряжения на РЭ. Такие экономичные стабилизаторы напряжения получили название Low Drop Out (LDO), то есть устройства с низким падением напряжения между входом и выходом. Падение напряжения на LDO стабилизаторе обычно не превышает 0,5 В.

Комбинация невысокого падения напряжения на проходном транзисторе, малого собственного потребляемого тока и миниатюрности делает эти микросхемы идеальными для применения в портативных устройствах с батарейным питанием при низком выходном напряжении, не превышающем несколько вольт.

Мощность  $P_{LDO}$ , выделяемую в LDO стабилизаторе в виде тепла, и КПД можно рассчитать по следующим формулам

$$P_{LDO} = \frac{(U_{ВХ} - U_{ВЫХ})}{I_{ВЫХ}} + U_{ВХ} \cdot I_{ПОТР} \quad (7.1)$$

$$\eta = \frac{U_{ВЫХ} \cdot I_{ВЫХ}}{U_{ВЫХ} \cdot I_{ВЫХ} + P_{LDO}} \cdot 100 \%, \quad (7.2)$$

где  $P_{LDO}$  - рассеиваемая мощность в LDO стабилизаторе,  $U_{ВХ}$  - входное напряжение,  $U_{ВЫХ}$  - выходное напряжение,  $I_{ВЫХ}$  - выходной ток,  $I_{ПОТР}$  - собственный ток потребления микросхемы.

Анализ схмотехники линейных стабилизаторов позволяет сделать вывод: при заданном выходном токе КПД линейного стабилизатора будет тем выше, чем меньше разность между его входным и выходным напряжением.

Минимально допустимое падение напряжения на микросхеме, используемой для построения стабилизатора, зависит от ее типа. У лучших представителей класса LDO этот параметр имеет значение около 60 мВ [7]. Реальное падение напряжения на микросхеме определяется техническими требованиями к ИВЭ и, как правило, превышает 100 мВ.

Схема с ОЭ, вне зависимости на каком транзисторе она выполнена *p-n-p* или *n-p-n* типа, имеет минимальное напряжение  $U_{кэ}$  между коллектором и эмиттером равное сотням мВ, в то время как в рассмотренных ранее схемах традиционных стабилизаторов регулирующий транзистор включен по схеме с ОК, у которой минимальное напряжение  $U_{кэ}$  составляет несколько В.

В LDO стабилизаторах падение напряжения на регулирующем элементе удастся снизить двумя путями:

- за счет применения биполярного транзистора со структурой *p-n-p* в качестве регулирующего элемента;
- за счет применения полевого транзистора с *p*-каналом в качестве регулирующего элемента.

В первом случае низкое падение напряжения достигается за счет включения регулирующего *p-n-p* транзистора по схеме с ОЭ.

Во втором случае для *p*-канального MOSFET падение напряжения на таком регулирующем элементе - это просто падение напряжения на сопротивлении  $R_{си}$  канала открытого транзистора, которое у современных транзисторов мало и может составлять сотые доли ома. Даже при больших токах через стабилизатор падение напряжения на таком транзисторе также невелико.

Серьезной проблемой стабилизаторов с регулирующими элементами на биполярных транзисторах *p-n-p* и *p*-канальных MOSFET вследствие появления дополнительного каскада усиления на регулирующем транзисторе является их потенциальная склонность к самовозбуждению, что требует принятия специальных мер по его предотвращению. Для устойчивой работы LDO стабилизаторов необходимо использовать на выходе стабилизатора электролитические конденсаторы с определенной емкостью и малым эквивалентным последовательным сопротивлением (Equivalent Serial Resistance - ESR).

Выпускаемые промышленностью современные LDO стабилизаторы можно условно разделить группы в соответствии с их параметрами и областью применения:

- типовые LDO с положительным или отрицательным фиксированным и регулируемым напряжением;
- экономичные LDO с малым собственным током потребления (статическим током);
- LDO со сверхмалым (Ultra LDO) падением напряжения (200 мВ и менее);
- прецизионные (особо точные) LDO;
- быстродействующие LDO (с быстрым откликом);
- многоканальные LDO (сдвоенные и т. д.);
- специализированные LDO с дополнительными сервисными устройствами.

LDO стабилизаторы обычно используются для питания внешних узлов, резервных подсистем или при питании небольших нагрузок с понижением напряжения от силовых шин устройства, а также при необходимости иметь чистое питание без шумов и пульсаций.

Использование LDO в аппаратуре позволяет:

- максимально снизить нижнюю границу диапазона работы устройства при питании от аккумуляторных батарей;
- увеличить КПД источника вторичного электропитания;
- уменьшить массогабаритные параметры дросселя при фильтрации пульсаций с использованием активного фильтра.
- обойтись без громоздких индуктивностей при фильтрации пульсаций напряжения (активный фильтр).

Типовая конфигурация ИВЭ с LDO стабилизатором показана на рис. 7.1.

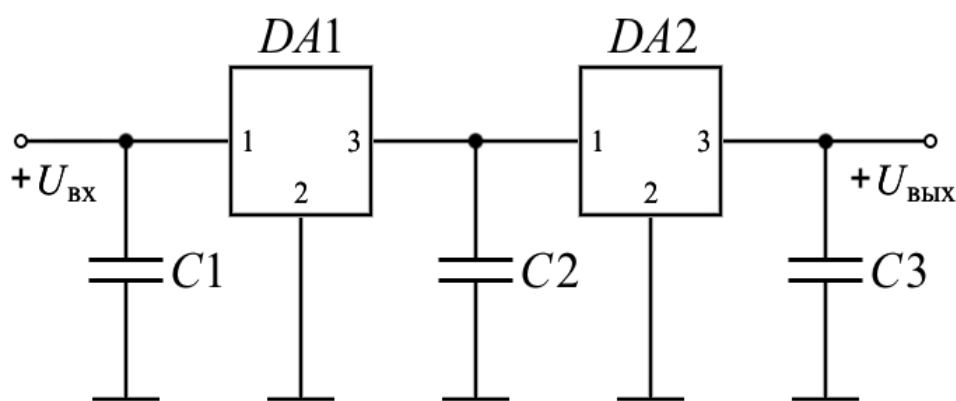


Рис. 7.1. Схема типового включения импульсного преобразователя и LDO стабилизатора

Импульсный преобразователь DA1 обеспечивает эффективное преобразование входного напряжения с высоким КПД и его предварительную

стабилизацию. Однако качество напряжения на выходе импульсного преобразователя часто не удовлетворяет конечного пользователя: повышенный уровень пульсаций и недостаточная стабильность выходного напряжения. Конденсатор  $C2$  не может их существенно подавить. Поэтому для дополнительной обработки выходного сигнала последовательно с импульсным преобразователем  $DA1$  включают микросхему  $DA2$ , на которой реализован LDO стабилизатор. Дополнительно установленная ИС  $DA2$  представляет собой линейный LDO стабилизатор напряжения, который исполняет роль активного сглаживающего фильтра. Выбор емкости конденсаторов  $C1$ ,  $C2$  и  $C3$  осуществляется по рекомендациям производителей микросхем. Обычно в качестве конденсаторов  $C1$ ,  $C2$  и  $C3$  используются керамические конденсаторы емкостью от 0,1 мкФ до 1 мкФ.

Комплексное использование импульсного преобразователя и последовательно включенного с ним LDO стабилизатора обеспечивает низкий уровень шумов и хорошее подавление входных пульсаций выходного напряжения при сохранении высокого коэффициента стабилизации и КПД ИВЭ.

### **7.1. LDO стабилизаторы напряжения на биполярных транзисторах**

Существенного снижения падения напряжения на стабилизаторе можно достичь применением  $p-n-p$  транзистора в качестве выходного. В этом случае коллекторный ток транзистора дифференциального каскада может непосредственно использоваться в качестве базового тока выходного транзистора. При этом отпадает необходимость в источнике тока  $I_1$ , как показано на схеме интегрального стабилизатора (рис. 4.9).

Упрощенная схема LDO стабилизатора, построенного на интегральной микросхеме 1158ЕН5, приведена на рис. 7.2.

В данной схеме составной транзистор  $VT5$ ,  $VT6$  включен по схеме с общим эмиттером. Вследствие дополнительного инвертирования фазы в регулирующем составном транзисторе, для его управления используется выход транзистора  $VT2$ , а не выход  $VT3$ , как в типовой схеме стабилизатора (рис. 4.9). Минимальное падение напряжения на стабилизаторе равно напряжению насыщения коллектор-эмиттер транзистора  $VT5$  и не превышает 1 В. В состав ИС стабилизатора обычно входят устройства тепловой защиты, защиты от повышенного входного напряжения.

Источник опорного напряжения представляет собой стабилизатор прецизионный параметрический стабилизатор напряжения на стабилитроне

$VD1$ , ток через который стабилизируется стабилитроном на транзисторе  $VT1$ . Делитель выходного напряжения построен на резисторах  $R6$  и  $R7$  и задает уровень выходного напряжения.

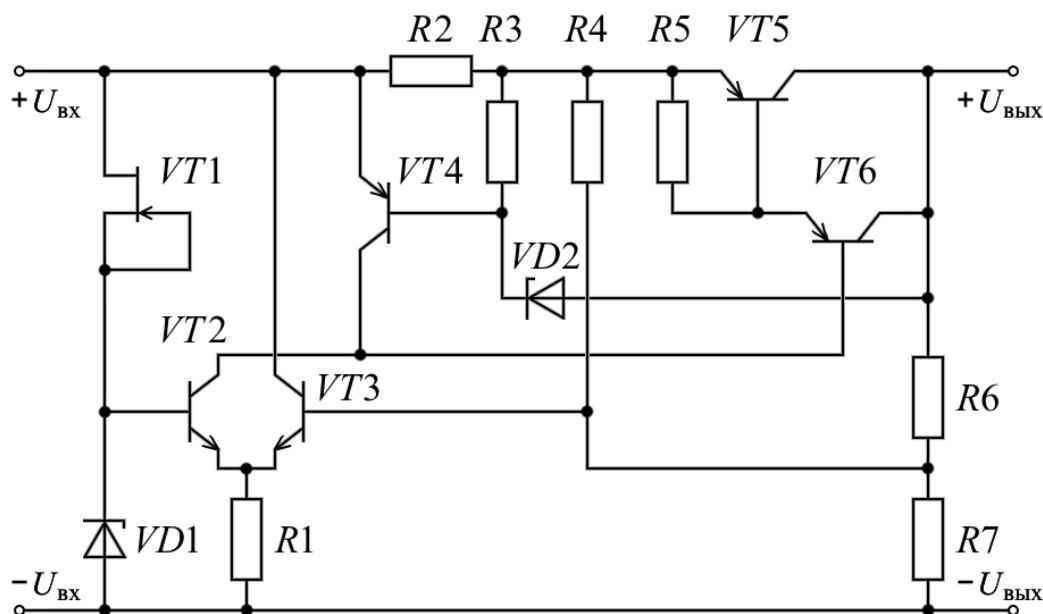


Рис. 7.2. Упрощенная схема LDO стабилизатора на интегральной микросхеме 1158EH5 с фиксированным выходным напряжением

Режимы работы LDO стабилизаторов аналогичны режимам работы обычных компенсационных стабилизаторов напряжения. Но LDO позволяет обеспечить работу при существенно меньшем превышении входного напряжения над выходным.

Все рассмотренные схемы для трёхвыводных стабилизаторов полностью применимы и к стабилизаторам с малым падением напряжения. Особенно эффективны LDO стабилизаторы в схемах с предварительной стабилизацией напряжения, например, после DC/DC преобразователей. В таких схемах входное напряжение LDO стабилизатора изменяется незначительно и может быть задано близким по величине с выходным напряжением  $U_{\text{вых}}$ .

Еще большей эффективности позволяют добиться специальные схемы DC/DC преобразователей с поддержкой постоянного уровня падения напряжения на LDO стабилизаторе [3].

При перегрузке LDO стабилизатора по току возможен тепловой пробой регулирующего транзистора, что вызывает короткое замыкание между его коллектором и эмиттером. А это в свою очередь приводит к тому, что выход стабилизатора оказывается непосредственно соединенным с его входом без

реакции на управление. Такой отказ обычно приводит к повреждению уже самого устройства, которое питается от отказавшего стабилизатора.

## 7.2. LDO стабилизаторы напряжения на MOSFET

LDO стабилизаторы на MOSFET отличаются минимальным падением напряжения и очень низким собственным энергопотреблением. Фирмы-производители выпускают семейства микросхем стабилизаторов с фиксированным и регулируемым выходным напряжением. Стабилизаторы с фиксированным выходным напряжением более универсальны и имеют меньшее количество внешних элементов при включении, так как вместе с дополнительными компонентами на их основе можно изготовить регулируемые источники напряжения и тока.

Технология КМОП изготовления микросхем стабилизаторов (на комплементарных МОП транзисторах) гарантирует низкое падение выходного напряжения (0,1...0,3 В) и сверхмалый ток собственного потребления  $I_{\text{потр}}$  (единицы мкА), который определяется разностью входного  $I_{\text{вх}}$  и выходного  $I_{\text{вых}}$  токов, то есть  $I_{\text{потр}} = I_{\text{вх}} - I_{\text{вых}}$ .

Функциональная схема LDO стабилизатора на полевых транзисторах показана на рис. 7.3.

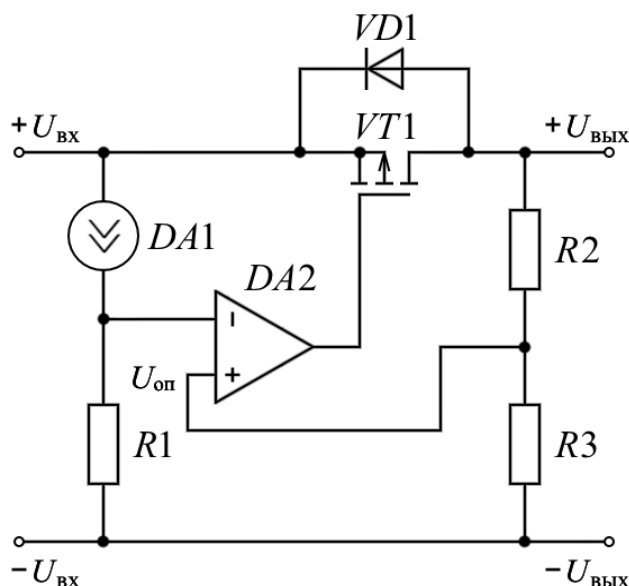


Рис. 7.3. Функциональная схема LDO стабилизатора на полевом транзисторе

Регулирующим элементом является  $p$ -канальный MOSFET  $VT1$ . На генераторе стабильного тока (стабилиток  $DA1$ ) и резисторе  $R1$  выполнен источник опорного напряжения. Операционный усилитель  $DA2$  сравнивает и усиливает разностный сигнал между частью выходного напряжения,

формируемого делителем  $R1R2$ , и напряжением ИОН  $U_{оп}$ . Нагрузка включена в стоковую цепь транзистора  $VT1$ . Поэтому минимальное сопротивление регулирующего элемента определяется сопротивлением канала открытого транзистора и составляет десятые доли Ом, что обеспечивает малое падение напряжения на РЭ. Серьезной проблемой и предметом забот разработчиков являются два каскада усиления сигнала ошибки - в ОУ и усилителе на транзисторе  $VT1$ , включенном по схеме с ОИ, что является причиной нестабильной работы подобной реализации усилителя ошибки и склонности к самовозбуждению.

Функциональная схема современного интегрального стабилизатора LDO с типовым набором защит показана на рис. 7.4.

Часть выходного напряжения  $U_{вых}$  через цепь обратной связи попадает на усилитель  $DA1$ , где сравнивается с напряжением встроенного прецизионного ИОН. Выход усилителя управляет током  $p$ -канального MOSFET, который в свою очередь обеспечивает регулировку напряжения  $U_{вых}$  на нагрузке.

Любое изменение входного напряжения или тока нагрузки приведет к появлению сигнала ошибки, что, в свою очередь, отразится на токе транзистора, вернув выходное напряжение в требуемый диапазон.

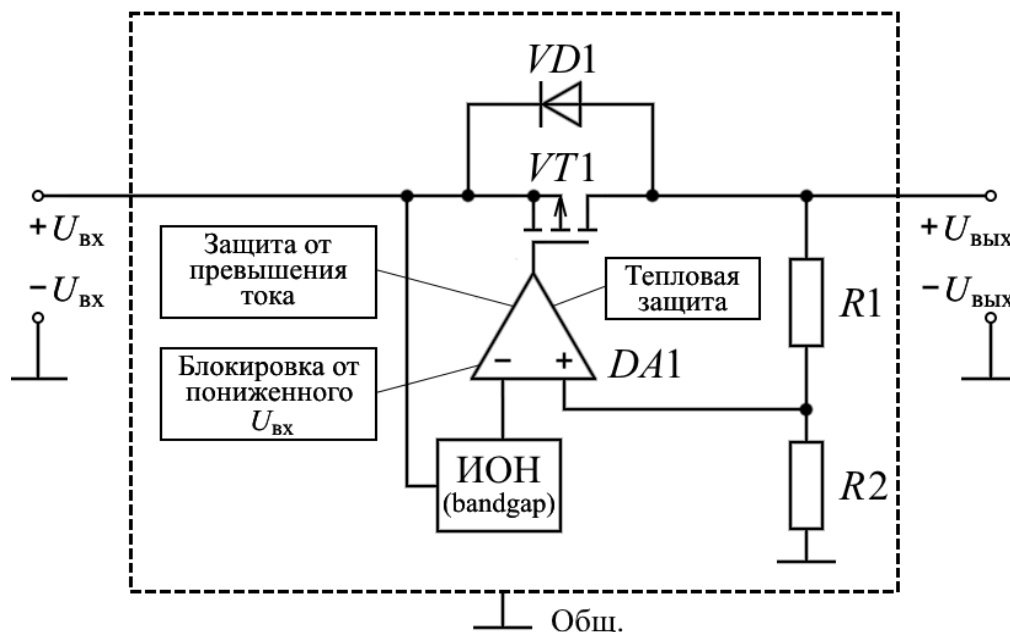


Рис. 7.4. Функциональная схема LDO стабилизатора на МОП транзисторах

Стабилизатор имеет встроенную схему, позволяющую отслеживать ток, протекающий через  $p$ -канальный транзистор. В случае короткого замыкания

либо превышения тока в нагрузке встроенная схема мониторинга температуры отключит транзистор на короткое время, после которого будет произведен сброс стабилизатора. Если выходной ток не вернулся в допустимые рамки, то цикл повторится. Рассеиваемая стабилизатором мощность зависит от разницы между входным и выходным напряжением, а также — от тока нагрузки. Если рассеиваемая стабилизатором мощность выше допустимого предела, то температура стабилизатора начнет повышаться. При достижении температуры 150 °С (максимально допустимое значение) встроенная схема мониторинга температуры отключит выход LDO стабилизатора до тех пор, пока температура не снизится до 130 °С. Если рассеиваемая мощность ниже предельно допустимого значения, то стабилизатор будет продолжать охлаждаться и работать в штатном режиме. Если же рассеиваемая мощность остается высокой, то встроенная схема отключит LDO стабилизатор, тем самым защитив его от теплового пробоя.

### 7.3. Контрольные вопросы

1. Как расшифровывается аббревиатура LDO?
2. Назовите области применения LDO стабилизаторов.
3. Почему в качестве регулирующего элемента LDO стабилизаторах используются транзисторы  $p-n-p$  или  $p$ -канальные МОП? Почему на них может быть низкое падение напряжения?
4. Что такое ИОН? Какие к нему предъявляются требования?
5. Что такое bandgap? Его назначение и принцип работы?
6. Какие функции выполняет усилитель ошибки? Какие к нему предъявляются требования?
7. Какие элементы защиты от нештатных ситуаций входят в структуру LDO?
8. Какие требования предъявляются к выходному конденсатору? Что будет если использовать случайный электролитический конденсатор на выходе LDO?
9. Как расшифровывается параметр ESR конденсатора? От чего зависит его величина?
10. Поясните назначение и принцип работы тепловой защиты?



## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В учебном пособии рассмотрены вопросы стабилизации постоянного напряжения и тока при воздействии дестабилизирующих факторов. Невысокая стоимость, простота применения, большое разнообразие выходных напряжений и высокое качество стабилизации при низком уровне шумов делают линейные стабилизаторы весьма популярными при создании простых схем электропитания.

Основное внимание уделено физике, электронике и схемотехнике типовых стабилизаторов на биполярных и полевых транзисторах, особенностям расчета, характеристикам и областям применения. Рассмотрены схемные решения узлов, обеспечивающих безопасность функционирования, таких как защита от перегрузки по току и температурная защита от перегрева микросхемы.

Выполнен анализ схемотехники популярных и дешевых трехвыводных стабилизаторов напряжения с фиксированным выходным напряжением и практические схемы включения ИС отечественных и зарубежных производителей. Универсальность их обеспечивается дополнительной электронной обвязкой, расширяющей диапазон их выходных токов и напряжений. Обсуждена специфика стабилизации тока в нелинейной нагрузке и области применения подобных приборов. В частности, рассмотрена схемотехника питания светодиодных устройств и соответствующая элементная база в светотехнических задачах.

Изложены особенности схемотехники экономичных LDO стабилизаторов с низким падением напряжения между входом и выходом. Комбинация невысокого падения напряжения на проходном транзисторе, малого собственного потребляемого тока и миниатюрности делает эти микросхемы идеальными для применения в портативных устройствах с батарейным питанием при низком выходном напряжении, не превышающем несколько вольт.

И в заключение следует подчеркнуть, что при выборе типа стабилизатора (при прочих равных условиях) преимущество остается за интегральными стабилизаторами напряжения. Они вне конкуренции по стоимости, простоте включения, минимального количества используемых элементов, великолепной защищенности от перегрузок. Схемы стабилизаторов на дискретных компонентах представляют практический интерес в случаях, когда параметры интегральных стабилизаторов не удовлетворяет требований задачи.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Остапенкова О.В. Расчет источников вторичного питания электронных устройств. Учебное пособие. – М.: Форум, 2017. - 96 с.
2. Битюков В.К., Симачков Д.С. Источники вторичного электропитания. Учебник. – М.: Инфра-Инженерия, 2017. – 326 с.
3. Ситников А.В., Ситников И.А. Электротехнические основы источников питания. Учебник. – М.: Курс, 2017. - 240 с.
4. Семенов Б.Ю. Силовая электроника: от простого к сложному. – М.: СОЛОН-Пресс, 2005. – 416 с.
5. Белоус А.И., Емельянов В.А. Основы схемотехники микроэлектронных устройств. - М.: Техносфера, 2012. - 472 с.
6. Миловзоров О.В., Панков И.Г. Электроника. Учебник для бакалавров. – М.: Юрайт, 2015. - 288 с.
7. Алехин В.А. Электроника: теория и практика. Моделирование в среде TINA-8. Учебное пособие. – М.: Горячая линия-Телеком, 2017. - 307 с.
8. Гейтенко Е.Н. Источники вторичного электропитания. Учебное пособие. - М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2008. - 449 с.
9. Каганов В.И., Битюков В.К. Основы радиоэлектроники и связи. Учебное пособие. - М.: Горячая линия-Телеком. 2006. - 542 с.
10. Битюков В.К., Симачков Д.С., Бабенко В.П. Источники вторичного электропитания. Учебное пособие. – М.: Московский технологический университет (МИРЭА), 2016. – 300 с.
11. Бабенко В.П., Битюков В.К. Компьютерный практикум по электропитанию устройств и систем телекоммуникаций. Учебное пособие. – М.: Московский технологический университет (МИРЭА), 2016. - 89 с.
12. Воронин П.А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение. - М.: Издательский дом «ДОДЭКА-XXI», 2001. - 384 с.
13. Скворцов Б.В., Конюхов Г.А. Элементы и устройства электропитания радиоэлектронной аппаратуры. Учебное пособие. - Самара: Государственный аэрокосмический университет, 2011. - 132 с.
14. Легостаев Н.С., Четвергов К.В. Твердотельная электроника. Учебное пособие. - Томск: Эль Континент, 2011. - 244 с.
15. Бабенко В.П., Битюков В.К. Измерение заряда затвора для ключей на мощных MOSFET транзисторах // В сборнике Современные проблемы профессионального образования: опыт и пути решения. Материалы Второй

всероссийской научно-практической конференции с международным участием, 16 – 18 мая 2017 г. Иркутск, ИрГУПС, 2017. - с. 37-41.

Электронный ресурс [http://rector38.edu.ru/sites/default/files/sbornik\\_2017.pdf](http://rector38.edu.ru/sites/default/files/sbornik_2017.pdf) (дата обращения 02.08.2018 г.).

- 16.Бабенко В.П., Битюков В.К., Кузеленкова Е.Г. Эффект Миллера и динамические параметры MOSFET ключей // Инновационные, информационные и коммуникационные технологии, 2017, № 1. - с. 343-348. Электронный ресурс [https://elibrary.ru/download/elibrary\\_30068310\\_44296243.pdf](https://elibrary.ru/download/elibrary_30068310_44296243.pdf) (дата обращения 03.08.2018 г.).
- 17.Бабенко В.П., Битюков В.К., Кузнецов В.В., Симачков Д.С. Моделирование статических и динамических потерь в MOSFET-ключях // Российский технологический журнал. 2018. Т. 6. № 1 (21). - С. 20-39.
- 18.Бабенко В.П., Битюков В.К., Симачков Д.С. Схемотехническое моделирование DC/DC-преобразователей // Информационно-измерительные и управляющие системы. 2016. Т. 14. № 11. - С. 69-82.
- 19.Бабенко В.П., Битюков В.К., Симачков Д.С. Схемотехническое моделирование устройства контроля положения привода в пространстве // Электромагнитные волны и электронные системы. 2016. Т. 21. № 4. - С. 11-19.
- 20.Битюков В.К., Власюк Ю.А., Петров В.А., Федоров Е.И. Лабораторный практикум по дисциплине "Физические основы преобразовательной техники". Учебное пособие. - М.: МИРЭА, 2003. – 155 с.
- 21.Битюков В.К., Бокуняев А.А., Черниговская Э.М. Электропреобразовательные устройства. Учебное пособие. – М.: МИРЭА, 2000. - 155 с.
- 22.Битюков В.К. Электропреобразовательные устройства РЭС. Учебное пособие. – М.: МИРЭА, 1999. - 124 с.
- 23.Битюков В.К., Иванов А.А., Миронов А.В., Михневич Н.Г., Перфильев В.С., Петров В.А. Стенд для исследования характеристик микросхем источников вторичного электропитания с накачкой заряда // Российский технологический журнал. 2016. Т. 4. № 3 (12). - С. 37-52.
- 24.Битюков В.К., Миронов А.В., Михневич Н.Г., Петров В.А. // Экспериментальное исследование стабилизированных источников вторичного электропитания // Учебный эксперимент в образовании. 2015. № 1 (73). - С. 68-82.

---

*Учебное издание*

**Бабенко Валерий Павлович  
Битюков Владимир Ксенофонтович**

**ЛИНЕЙНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА**

*Учебное пособие*

Печатается в авторской редакции

---

Подписано в печать 09.2018. Формат 60×84 1/16.  
Физ. печ. л. 9,25. Тираж 100 экз. Изд. № 36. Заказ №

---

МИРЭА - Российский технологический университет  
119454, Москва, пр. Вернадского, д. 78