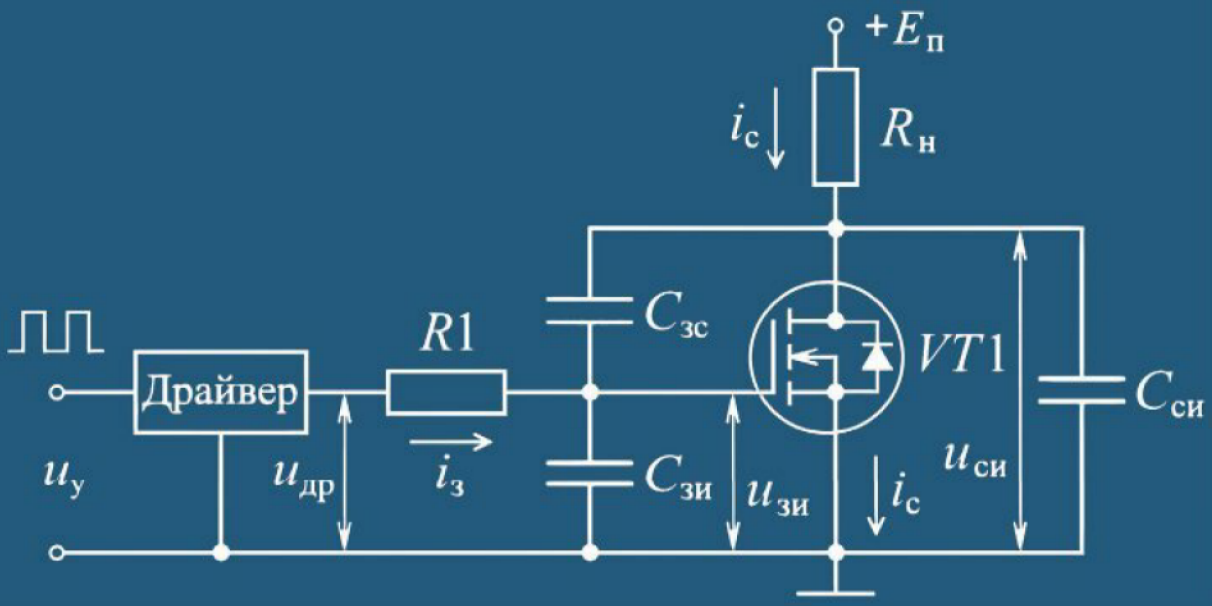


УЧЕБНИК

В. К. Битюков
Д. С. Симачков
В. П. Бабенко

ФИЗИКА И СХЕМОТЕХНИКА ИСТОЧНИКОВ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ

«Инфра-Инженерия»

В. К. Битюков, Д. С. Симачков, В. П. Бабенко

ФИЗИКА И СХЕМОТЕХНИКА ИСТОЧНИКОВ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ

Учебник

Москва Вологда
«Инфра-Инженерия»
2024

УДК 621.314+621.38
ББК 32.844+32.85
Б66

Рецензенты:
доктор технических наук, профессор *Куликов Геннадий Валентинович*
(МИРЭА-Российский технологический университет);
доктор технических наук *Фрунзе Александр Вилленович*
(АНО НТП «ТЕРМОКОНТ»)

Битюков, В. К.

Б66 Физика и схемотехника источников электропитания радиотехнических устройств : учебник / В. К. Битюков, Д. С. Симачков, В. П. Бабенко. – Москва ; Вологда : Инфра-Инженерия, 2024. – 336 с. : ил., табл.

ISBN 978-5-9729-2033-4

Рассмотрены физика и схемотехника построения и функционирования современных источников электропитания радиотехнических устройств, включающих выпрямительные устройства, параметрические, линейные и импульсные стабилизаторы напряжения и тока, инверторы тока и напряжения и преобразователи постоянного тока, в том числе понижающе-повышающие DC/DC преобразователи с униполярным и биполярным выходом. Значительное внимание уделено современной элементной базе устройств электропитания, формированию у читателя метрологической культуры и методических навыков, а также умений экспериментального, аналитического и метрологического исследования основных характеристик и параметров устройств электропитания. Изложение материала учебника построено так, чтобы у читателя уже на студенческой скамье формировался профессиональный подход к разработке радиотехнических устройств, работающих в составе соответствующих наукоемких технических систем и комплексов.

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 специалитета (11.05.01 «Радиоэлектронные системы и комплексы»), для углубленного изучения дисциплины «Схемотехника электронных устройств». Будет полезен студентам других технических и инженерно-физических направлений и специальностей при изучении дисциплин «Источники вторичного электропитания», «Физические основы преобразовательной техники», «Промышленная электроника», «Аналоговая схемотехника» и других.

УДК 621.314+621.38
ББК 32.844+32.85

ISBN 978-5-9729-2033-4

© Битюков В. К., Симачков Д. С., Бабенко В. П., 2024
© Издательство «Инфра-Инженерия», 2024
© Оформление. Издательство «Инфра-Инженерия», 2024

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ 7

ГЛАВА 1. СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ, ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПАРАМЕТРЫ ИСТОЧНИКОВ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ 9

1.1. Структурная схема источников электропитания радиотехнических устройств 9

1.2. Методы уменьшения массогабаритных параметров источников электропитания радиотехнических устройств 12

1.3. Характеристики и параметры источников электропитания радиотехнических устройств 20

1.3.1. Нагрузочная характеристика и динамическое сопротивление 20

1.3.2. Передаточная характеристика стабилизатора напряжения и его коэффициент стабилизации выходного напряжения по входному напряжению 28

1.3.3. Коэффициенты стабилизации стабилизаторов тока 30

1.3.4. Регулировочная характеристика 33

1.3.5. Энергетические и эксплуатационные параметры 33

1.3.6. Применение метода наименьших квадратов для обработки экспериментальных данных 39

1.3.7. Метрологическая культура представления результатов экспериментальных и вычислительных исследований 46

1.3.8. Расчет систематических погрешностей измерений 47

1.3.8.1. Расчет систематической погрешности аналоговых измерительных приборов 48

1.3.8.2. Расчет систематической погрешности цифровых измерительных приборов 49

1.3.8.3. Оформление результатов измерений 50

1.4. Контрольные вопросы 54

ГЛАВА 2. СТАТИЧЕСКИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ КОМПОНЕНТЫ 57

2.1. Трансформаторы 57

2.2. Дроссели 67

2.3. Контрольные вопросы 70

ГЛАВА 3. ЭЛЕКТРОННАЯ КОМПОНЕНТНАЯ БАЗА 71

3.1. Система обозначений отечественных полупроводниковых приборов 72

3.2. Электронная компонентная база: диоды, тиристоры, стабилитроны и стабисторы ... 73
3.2.1. Диоды ... 74
3.2.2. Тиристоры ... 77
3.2.3. Стабилитроны и стабисторы ... 80
3.3. Электронная компонентная база: классификация транзисторов ... 87
3.4. Электронная компонентная база: биполярные транзисторы ... 93
3.4.1. Физика биполярных транзисторов ... 93
3.4.2. Типовые схемы включения транзисторов ... 98
3.4.3. Составные транзисторы ... 103
3.5. Электронная компонентная база: полевые транзисторы ... 106
3.5.1. Полевые транзисторы с управляющим p-n переходом ... 108
3.5.2. Полевые транзисторы с изолированным затвором и со встроенным каналом ... 116
3.5.3. Полевые транзисторы с индуцированным каналом ... 120
3.5.4. Комбинированные биполярно-полевые транзисторы ... 135
3.5.5. Нитрид-галлиевые и карбид-кремниевые транзисторы ... 138
3.6. Контрольные вопросы ... 147

ГЛАВА 4. ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА ... 149
4.1. Классификация выпрямительных устройств ... 149
4.2. Неуправляемые выпрямительные устройства ... 150
4.2.1. Структурная схема выпрямительного устройства ... 151
4.2.2. Типовые схемы построения неуправляемых выпрямительных устройств ... 152
4.2.2.1. Работа неуправляемого выпрямительного устройства на резистивную нагрузку ... 152
4.2.2.2. Работа неуправляемого выпрямительного устройства на резистивно-емкостную нагрузку ... 163
4.2.2.3. Работа неуправляемого выпрямительного устройства на резистивно-индуктивную нагрузку ... 177
4.3. Пассивные сглаживающие фильтры ... 181
4.4. Контрольные вопросы ... 183

ГЛАВА 5. ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА ... 184
5.1. Классификация стабилизаторов напряжения и тока ... 184
5.2. Физика и схемотехника параметрических стабилизаторов напряжения и тока ... 185
5.2.1. Параметрические стабилизаторы напряжения постоянного тока, построенные по схеме делителя напряжения ... 186

5.2.2. Параметрические стабилизаторы тока 191
5.2.3. Параметрические стабилизаторы напряжения постоянного тока, построенные по мостовой схеме 196
5.2.4. Стабилитронные интегральные микросхемы 199
5.3. Контрольные вопросы 201

ГЛАВА 6. КОМПЕНСАЦИОННЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА С НЕПРЕРЫВНЫМ РЕГУЛИРОВАНИЕМ 202
6.1. Схемотехника компенсационных стабилизаторов напряжения постоянного тока с непрерывным регулированием 202
6.2. Методы повышения стабильности выходного напряжения линейных стабилизаторов напряжения 208
6.3. Линейные низковольтные стабилизаторы напряжения 213
6.4. Аналитический вывод математических соотношений для определения основных параметров компенсационных стабилизаторов напряжения постоянного тока с непрерывным регулированием 213
6.5. Схемотехника компенсационных стабилизаторов тока с непрерывным регулированием 217
6.6. Пример применения схемотехнических особенностей при построении линейных стабилизаторов напряжения постоянного тока 218
6.7. Защита в компенсационных стабилизаторах напряжения с непрерывным регулированием 222
6.7.1. Защита от превышения выходного напряжения 222
6.7.2. Защита компенсационных стабилизаторов напряжения с непрерывным регулированием от перегрузки по току нагрузки 225
6.8. Интегральные стабилизаторы с непрерывным регулированием 228
6.9. Практическая схема линейного стабилизатора напряжения постоянного тока 233
6.10. Контрольные вопросы 235

ГЛАВА 7. ИНВЕРТОРЫ 237
7.1. Силовая часть инверторов 238
7.2. Автономные инверторы с самовозбуждением 241
7.2.1. Принцип действия 241
7.2.2. Вывод формулы для определения частоты коммутации 246
7.2.3. Запускающие цепочки 248
7.3. Автономные инверторы тока и напряжения 252
7.4. Контрольные вопросы 259

ГЛАВА 8. ИМПУЛЬСНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА 260
8.1. Преобразователи постоянного тока с гальванической развязкой входа и выхода 262
8.1.1. Прямоходовые DC/DC преобразователи 263
8.1.2. Обратноходовые DC/DC преобразователи 269
8.2. Преобразователи постоянного тока без гальванической развязки входа и выхода 275
8.2.1. КСН с ИР, силовая часть которого построена по схеме понижающего типа 278
8.2.2. КСН с ИР, силовая часть которого построена по схеме повышающего типа 288
8.2.3. КСН с ИР, силовая часть которого построена по схеме полярно-инвертирующего типа 293
8.2.4. Принципиальная электрическая схема компенсационного стабилизатора напряжения постоянного тока с импульсным регулированием и силовой частью понижающего типа 297
8.3. Импульсные преобразователи постоянного тока понижающе-повышающего типа 301
8.3.1. DC/DC преобразователи, построенные по топологии SEPIC 301
8.3.2. DC/DC преобразователи, построенные по топологии Zeta 303
8.3.3. DC/DC преобразователи, построенные по топологии Cuck 305
8.4. DC/DC преобразователи с биполярным выходом понижающе-повышающего типа, построенные по топологии SEPIC/CUCK 307
8.5. DC/DC преобразователи понижающе-повышающего типа, построенные по топологии с накачкой заряда 311
8.6. Контрольные вопросы 322

ГЛАВА 9. СЕТЕВОЙ БЕСТРАНСФОРМАТОРНЫЙ ИСТОЧНИК ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ 324
9.1. Принципиальная электрическая схема современного источника электропитания радиотехнического устройства 324
9.2. Контрольные вопросы 329

ЗАКЛЮЧЕНИЕ 330

ЛИТЕРАТУРА 331

ВВЕДЕНИЕ

Источники электропитания (ИЭП) радиотехнических устройств (РТУ) реализуются устройствами, выполняющими преобразование электрической энергии одного рода тока в электрическую энергию того же или другого рода тока требуемых параметров и качества.

К ИЭП РТУ относятся как сами разнообразные преобразователи тока и напряжения, стабилизаторы напряжения и тока, инверторы, конверторы, управляемые и неуправляемые выпрямительные устройства, сглаживающие и помехоподавляющие фильтры, устройства защиты и диагностики и другие, так и их композиции, выполняющие соответствующие функции: выпрямление, фильтрацию, инвертирование, трансформацию, стабилизацию, защиту, управление, сигнализацию и так далее.

Значимость ИЭП определяется тем, что итоговой функцией любой технической наукоемкой системы (информационной, радиотехнической, инфокоммуникационной, технологической и других) является преобразование энергии устройства электропитания в энергию выходного сигнала соответствующей системы.

Улучшение тактико-технических характеристик ИЭП, в том числе снижение их массогабаритных параметров, достигается решением комплекса технических вопросов. Например, выбором принципа действия, структуры построения, схемы реализации, режима работы, элементной базы и конструкции. Основная тенденция совершенствования современных ИЭП связана с использованием импульсного режима силовых транзисторов. Это в значительной степени позволило в последние десять лет существенно уменьшить массогабаритные параметры ИЭП, повысить их надежность и КПД.

ИЭП в значительной степени определяют эксплуатационные, массогабаритные и энергетические показатели всей технической системы, а также надежность функционирования на всех этапах ее жизненного цикла.

При изложении материала авторы учитывали требования нормативной технической документации по оформлению печатных изданий. Но иногда авторы сознательно отступали от этих требований. Это делалось в целях облегчения читателю восприятия излагаемой информации.

В учебнике представлены результаты научно-исследовательской и педагогической деятельности авторов в МИРЭА – Российском технологическом университете (РТУ МИРЭА).

Общение авторов со студентами, обучающимися в бакалавриате, магистратуре и специалитете, и в аудитории, и в рамках совместных научно-исследовательских работ позволило отобрать материал учебника, который, с одной стороны, позволяет формировать не кликовое, а творческое персонализированное мышление, а, с другой стороны, подготовить читателей к активной научно-исследовательской и/или конструкторско-технологической деятельности.

Зная реальный уровень подготовки читателей, авторы много внимания уделили подбору в учебник материала, способствующего развитию и формированию у читателей траектории образования, базирующейся на фундаментальных физических законах и математических приложениях, а также метрологической культуре, методических и практических навыках и умениях экспериментального и аналитического исследования основных характеристик и параметров ИЭП.

Это предопределило целесообразность включения в учебник вопросов, связанных с актуальными тенденциями развития источников электропитания радиотехнических устройств, а также схемотехническими и физико-технологическими достижениями современной элементной базы.

Изложение материала учебника построено так, чтобы у читателя уже на студенческой скамье формировался исследовательский интерес к разработке радиотехнических устройств, работающих в составе соответствующих наукоемких технических системах и комплексах. Ведь именно инновационные исследования являются императивом опережающего развития науки и техники.

Опыт работы в высшей школе показал, что самостоятельная работа студентов является базовым этапом учебного процесса по наукоемким направлениям и специальностям, который формирует квалифицированного профессионала, востребованного на современном рынке труда.

Высшая школа является институтом развития, обеспечивая производство и передачу новых знаний и технологий, разработку инновационных продуктов и их вывод на национальный и глобальный рынок.

Это в полной мере относится и к РТУ МИРЭА.

ГЛАВА 1.
СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ, ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПАРАМЕТРЫ ИСТОЧНИКОВ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ

1.1. Структурная схема источников электропитания радиотехнических устройств

Существует два вида тока: постоянный ток (DC) и переменный ток (AC). Виды преобразований энергии постоянного и переменного токов и устройства для их реализации показаны в таблице 1.1.

Таблица 1.1

Виды преобразований энергии постоянного и переменного токов и устройства для их реализации

№ п. п.	Род тока, из энергии которого выполняется преобразование	Род тока, в энергию которого выполняется преобразование	Название процесса	Устройства, осуществляющие преобразование
1	Переменный	Постоянный	Выпрямление	Выпрямительные устройства (преобразователи AC/DC (англ. – Alternating Current / Direct Current Converter))
2	Постоянный	Постоянный	Преобразование постоянного тока в постоянный (стабилизация, преобразование)	Стабилизаторы и преобразователи (преобразователи DC/DC (англ. – Direct Current / Direct Current Converter))
3	Постоянный	Переменный	Инвертирование	Инверторы (преобразователи DC/AC (англ. – Direct Current / Alternating Current Converter))
4	Переменный	Переменный	Преобразование переменного тока в переменный (стабилизация, трансформация)	Трансформаторы и стабилизаторы (преобразователи AC/AC (англ. – Alternating Current / Alternating Current Converter))

На рисунке 1.1 показана структурная схема современного двухканального источника электропитания радиотехнических устройств, построенного по бестрансформаторной схеме и использующего энергию промышленной сети переменного тока. Такие ИЭП часто называют сетевыми.

На выходе ИЭП на канале 1 формируется стабилизированное напряжение $U_{\text{вых}}$ постоянного тока, а на канале 2 – стабилизированный ток нагрузки $I_{\text{н}}$.

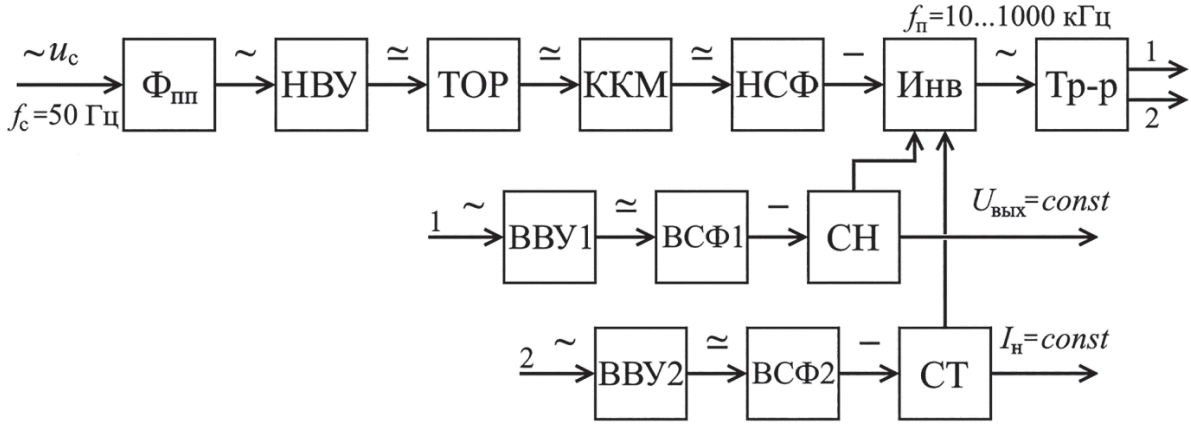


Рисунок 1.1 – Структурная схема современного двухканального ИЭП, построенного по бестрансформаторной схеме и использующего энергию промышленной сети переменного тока

Напряжение u_c переменного тока питающей промышленной сети (как правило, со средним квадратическим значением напряжения равным 220 В и частотой $f_c = 50$ Гц) подвергается последовательно соответствующим преобразованиям в помехоподавляющем фильтре $\Phi_{\text{пп}}$, низкочастотном выпрямительном устройстве (НВУ), токоограничивающем резисторе (ТОР), корректоре коэффициента мощности (ККМ) и низкочастотном сглаживающем фильтре (НСФ).

Затем выпрямленное и сглаженное сетевое напряжение подается на инвертор (Инв), на выходе которого формируется переменное напряжение, как правило, высокой частоты ($f = 10 \ldots 1000$ кГц), которое затем преобразуется многообмоточным трансформатором (Тр-р). Он осуществляет не только преобразование напряжения, сформированного инвертором, но и гальваническую развязку нагрузки и сети.

Напряжение с первого выхода трансформатора подается на последовательно включенные первое высокочастотное выпрямительное устройство (ВВУ1), первый высокочастотный сглаживающий фильтр (ВСФ1) и стабилизатор напряжения (СН). На выходе стабилизатора напряжения формируется требуемое (по количеству и качеству) выходное напряжение $U_{\text{вых}}$.

Напряжение со второго выхода трансформатора подается на последовательно включенные второе высокочастотное выпрямительное устройство (ВВУ2), второй высокочастотный сглаживающий фильтр (ВСФ2) и стабилизатор тока (СТ). На выходе стабилизатора тока формируется требуемый (по количеству и качеству) ток нагрузки $I_{\text{н}}$.

Для реализации отрицательной обратной связи (ООС) сигналы с выхода СН и СТ подаются на инвертор, изменяя его импульсный (ключевой) режим работы.

Помехоподавляющий фильтр выполняет две функции. Во-первых, он защищает сеть от помех, создаваемым самим ИЭП. Во-вторых, защищает ИЭП от помех, создаваемых сетью.

Основными устройствами ИЭП, на которых теряется значительная мощность, и от которых зависит их КПД и массогабаритные параметры, являются стабилизатор напряжения, низкочастотный сглаживающий фильтр и трансформатор. КПД стабилизатора главным образом определяется мощностью, рассеиваемой на его регулирующем элементе. Величина этой мощности зависит как от пределов изменения входного напряжения, так и от диапазонов регулирования выходного напряжения и тока нагрузки.

При низких уровнях выходного напряжения ИЭП КПД стабилизатора мал, а на его регулирующем элементе рассеивается значительная мощность, часто превышающая полезную мощность, отдаваемую им в нагрузку. При повышении уровня выходного напряжения КПД стабилизатора возрастает.

Функцию регулятора выходного напряжения ИЭП выполняет инвертор, на выходе которого имеется трансформатор. При изменении выходного напряжения или тока нагрузки ИЭП сигнал ООС воздействует на инвертор, что приводит к изменению длительности импульсов на его выходе. В схемах ИЭП наиболее часто стабилизация его выходного напряжения осуществляется с использованием широтно-импульсной модуляции (ШИМ). С точки зрения уменьшения объёма и массы ИЭП этот режим наиболее предпочтителен, так как функции преобразования и регулирования напряжения в ней совмещены.

В настоящее время значительное число наукоемких технических устройств и систем работают в автономном (полевом) режиме с использованием батарейного питания (рисунок 1.2).

В этом случае первичным источником энергии является аккумулятор, батарея либо источник электропитания, формирующий напряжение постоянного тока, а в схеме ИЭП отсутствуют сетевой низкочастотный выпрямитель, который располагается на входе ИЭП, токоограничивающий резистор, корректор коэффициента мощности и низкочастотный сглаживающий фильтр. На входе ИЭП, как и в предыдущей схеме, устанавливают помехоподавляющий сетевой фильтр.

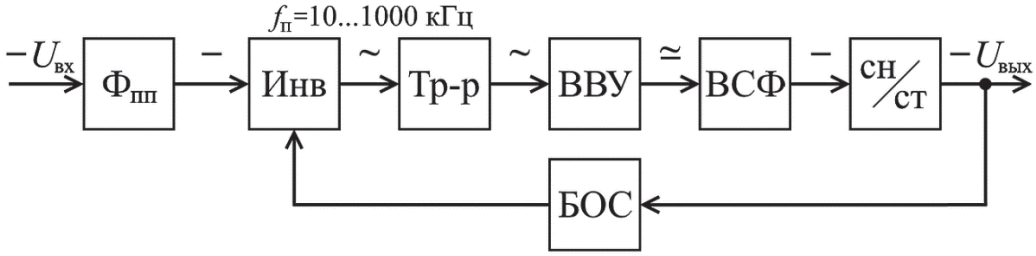


Рисунок 1.2 – Структурная схема ИЭП с батарейным питанием

Блок обратной связи (БОС) формирует управляющий сигнал ООС, который воздействует на инвертор, что приводит к изменению длительности импульсов на его выходе.

Рассмотренные схемы ИЭП реализуют централизованный принцип электропитания РЭС.

Источники электропитания ряда современных радиоэлектронных средств (РЭС), например, радиотехнических и инфокоммуникационных автономных систем, строятся по децентрализованному принципу. При этом к печатным платам или функционально законченным блокам подводится нестабилизированное напряжение $U_{\text{вх}}$ постоянного тока, а индивидуальный стабилизатор напряжения устанавливается на каждой плате или блоке (рисунок 1.3).

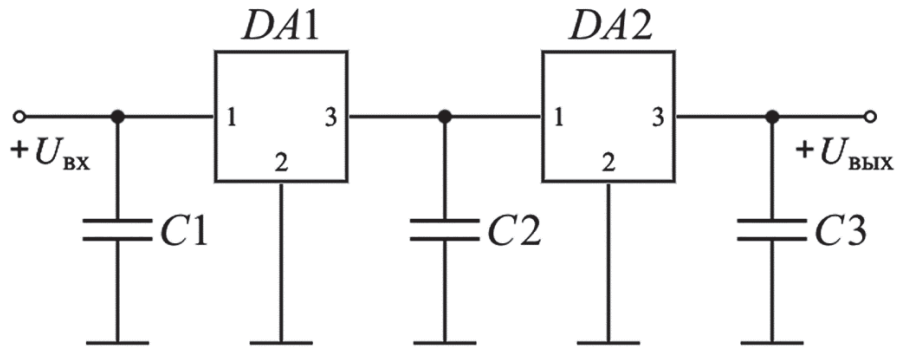


Рисунок 1.3 – Структурная схема современного ИЭП, использующего энергию постоянного тока и реализующего децентрализованный принцип электропитания РЭС

Стабилизаторы напряжения реализуются на интегральных микросхемах (ИС) $DA1$ и $DA2$. Причем ИС $DA1$, как правило, представляет собой импульсный стабилизатор напряжения, на выходе которого имеются значительные пульсации напряжения. Конденсатор $C2$ не может их существенно подавить. Поэтому дополнительно установлена ИС $DA2$, представляющая собой линейный стабилизатор напряжения и выполняющая 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 из диапазона от 0,1 мкФ до 1 мкФ.

1.2. Методы уменьшения массогабаритных параметров источников электропитания радиотехнических устройств

До семидесятых годов XX века источники электропитания, представляли собой достаточно простые с точки зрения физики и схемотехники устройства. На рисунке 1.4 показана традиционная для названного времени структурная схема одноканального трансформаторного ИЭП РЭС, использующего энергию переменного тока со средним квадратическим напряжением 220 В промышленной частоты $f_c = 50$ Гц и формирующего стабилизированное напряжение постоянного тока.

Схема ИЭП, приведенная на рисунке 1.4, включает в себя последовательно включенные сетевой низкочастотный трансформатор (Тр-р), низкочастотное

выпрямительное устройство (НВУ), низкочастотный сглаживающий фильтр (НСФ), стабилизатор напряжения и/или тока с непрерывным или импульсным регулированием (СН/СТ). Естественно, что ИЭП содержали необходимые устройства защиты и диагностики.

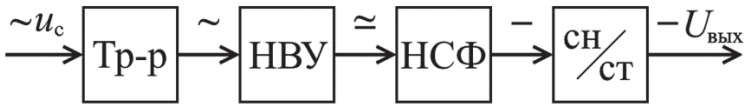


Рисунок 1.4 – Структурная схема сетевого трансформаторного источника электропитания, построенного по традиционной схеме

Источники электропитания, у которых на входе имеется сетевой низкочастотный трансформатор, работающий, например, на частоте 50 Гц, то есть на частоте питающей сети, называются трансформаторными (рисунок 1.4).

Низкочастотное напряжение u_c переменного тока питающей сети, преобразованное трансформатором, выпрямлялось, фильтровалось и стабилизировалось. На нагрузку подавалось стабилизированное напряжение $U_{вых}$ постоянного тока. Применение в рассматриваемой схеме ИЭП компенсационного стабилизатора напряжения с непрерывным регулированием (КСН с НР) и/или компенсационного стабилизатора тока с непрерывным регулированием (КСТ с НР) обеспечивало хорошие качественные показатели выходного напряжения.

Как уже отмечалось, основными элементами ИЭП, в которых теряется значительная мощность и от которых зависят его КПД и массогабаритные параметры, являются компенсационный стабилизатор напряжения/тока, дроссель низкочастотного сглаживающего фильтра и сетевой низкочастотный сетевой трансформатор.

ИЭП, построенные по традиционной схеме (рисунок 1.4), имеют КПД порядка 14…30 % и значительные массогабаритные параметры. Применение в таких схемах ИЭП компенсационного стабилизатора напряжения с импульсным регулированием (КСН с ИР) вместо КСН с НР позволяет в определённой степени уменьшить мощность, рассеиваемую на регулирующем элементе, повысить КПД всего ИЭП, а также уменьшить его массу и габариты.

Миниатюризация ИЭП, построенных по современной схеме, показанной на рисунке 1.1, достигнута в последние 20 лет благодаря реализации в них следующих инновационных технических решений.

Во-первых, повышение частоты тока, протекающего через обмотки статических электромагнитных устройств (трансформаторы, дроссели), до ~500 кГц.

Во-вторых, переход от непрерывных (линейных) методов регулирования к импульсным (ключевым) методам регулирования.

В-третьих, применение эффективных методов отвода тепла от термонагруженных компонент и блоков.

В-четвертых, применение современной элементной базы.

Первый метод уменьшения массогабаритных параметров ИЭП базируется на том факте, что с повышением частоты тока, протекающего через обмотки статических электромагнитных устройств (трансформаторы, дроссели), их

массогабаритные параметры уменьшаются. На рисунке 1.5 показан типичный характер зависимости массы трансформатора $m_{\text{тр}}$ и массы дросселя $m_{\text{др}}$ от частоты тока, протекающего через их обмотки.

Указанная зависимость имеет индивидуальный характер для каждого типа устройств. Более того, минимум массы трансформатора и дросселя носит размытый характер и зависит от большого числа параметров конкретного устройства.

Следует помнить, что повышение частоты тока, протекающего через обмотки статических электромагнитных компонент, дает положительный эффект при частотах до ~500 кГц. Дальнейшее повышение частоты сопровождается увеличением массы и габаритов электромагнитных компонент.

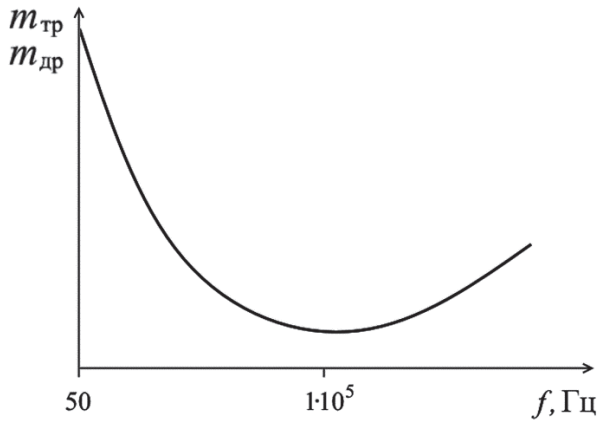


Рисунок 1.5 – Влияние частоты тока, протекающего через обмотки трансформаторов и дросселей, на их массу

Рассмотренный метод уменьшения массогабаритных параметров ИЭП схемотехнически отражается отсутствием на входе современных ИЭП сетевого низкочастотного трансформатора (рисунок 1.1). Такие ИЭП называются бестрансформаторными. Это вовсе не означает, что названные ИЭП не содержат трансформатор. В бестрансформаторных ИЭП трансформатор устанавливают после инвертора, который и питает этот трансформатор высокочастотным (f_c~500 кГц) напряжением переменного тока.

Второй метод уменьшения массогабаритных параметров ИЭП заключается в переходе от непрерывных (линейных) методов регулирования к импульсным (ключевым) методам регулирования. Это требует применения высокочастотных электронных силовых ключей.

В качестве высокочастотных электронных ключей, как правило, используются транзисторы, эксплуатационные параметры которых за последние пятьдесят лет значительно улучшены.

Надо отметить некоторые особенности транзисторов, которые ранжируются на две большие группы: биполярные и полевые.

Биполярные транзисторы – это токовые полупроводниковые приборы, то есть управление их включением и выключением осуществляется током базы. Биполярные транзисторы требуют для своего управления большие затраты энергии и имеют ограничения по повышению частоты переключения.

Полевые транзисторы – это полупроводниковые приборы, управление их включением и выключением осуществляется электрическим полем (напряжением). За последние тридцать лет полевые транзисторы в качестве силовых электронных ключей в значительной степени заменили биполярные транзисторы.

Одна из разновидностей полевых транзисторов, успешно выполняющих функцию высокочастотного ключа, – это мощные полевые транзисторы с изолированным затвором. В английской транскрипции они называются Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor (MOSFET).

Еще одна разновидность транзисторов, успешно выполняющих функцию высокочастотного ключа, – это биполярные транзисторы с изолированным затвором (БТИЗ), которые являются по своей сути комбинированными транзисторами, состоящими из управляющего MOSFET и силового биполярного транзистора. В этих транзисторах, называемых IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), соединены положительные качества полевых и биполярных транзисторов, работающих в ключевом режиме.

Поэтому в настоящее время имеется реальная возможность эффективного перехода от непрерывных методов регулирования к импульсным.

Для схемотехнического обоснования эффекта перехода от непрерывных методов регулирования к импульсным целесообразно рассмотреть типовую схему включения, например, биполярного транзистора с обратной проводимостью, включенного по схеме с общим эмиттером (рисунок 1.6).

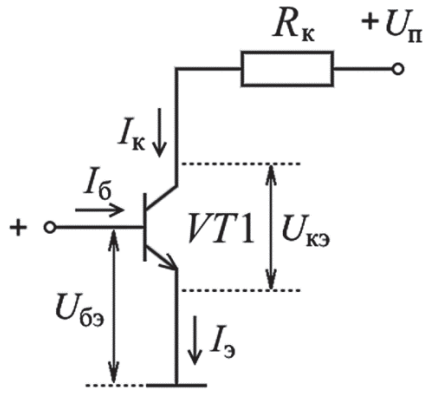


Рисунок 1.6 – Схема включения биполярного транзистора

Источник питания с напряжением $U_п$ обеспечивает протекание тока через нагрузку $R_н$ и транзистор $VT1$. Ток нагрузки определяет, в свою очередь, коллекторный ток $I_к$ транзистора $VT1$. Управляющим напряжением для биполярного транзистора является напряжение $U_{бэ}$ между базой и эмиттером. Падение напряжения $U_{кэ}$ между коллектором и эмиттером транзистора $VT1$ определяется режимом его работы. На рисунке 1.6 показаны также направления протекания токов: коллектора $I_к$, базы $I_б$ и эмиттера $I_э$ биполярного транзистора $VT1$.

На рисунке 1.7, *а* показана коллекторная характеристика биполярного транзистора, представляющая собой зависимость его коллекторного тока $I_к$ от напряжения между коллектором и эмиттером $U_{кэ}$ для нескольких токов базы $I_б$. Нагрузочная характеристика $I_к = f(U_{кэ})$ помогает иллюстрировать режимы работы транзистора: насыщения, отсечки и активный.

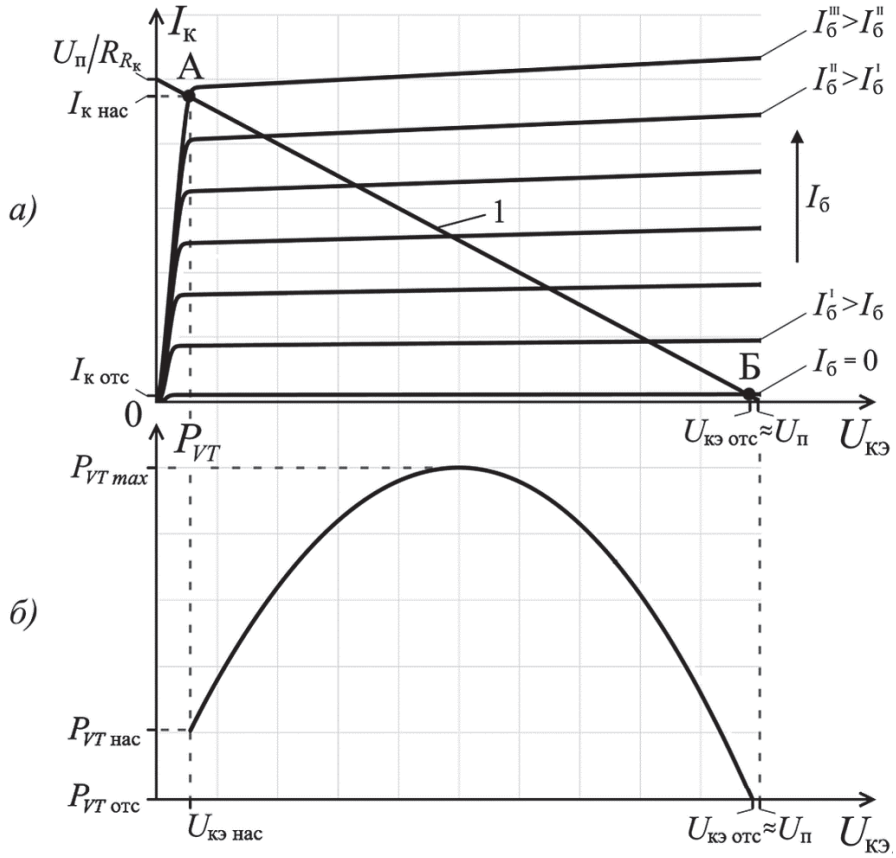


Рисунок 1.7 – Иллюстрация к методу уменьшения массогабаритных параметров ИЭП за счет перехода от непрерывных методов регулирования к импульсным: а – коллекторная характеристика биполярного транзистора; б – мощностная характеристика биполярного транзистора

Мощностная характеристика рассматриваемого биполярного транзистора, представляющая зависимость мощности P_{VT}, рассеиваемой на транзисторе, от напряжения $U_{кэ}$ между коллектором и эмиттером, то есть $P_{VT} = f(U_{кэ})$, показана на рисунке 1.7, *б*.

Если рабочая точка транзистора находится в активном режиме (участок АБ на нагрузочной характеристике (рисунок 1.7, *а*)), то на транзисторе рассеивается достаточно большая мощность P_{VT}, величина которой зависит от базового тока $I_б$.

Такая ситуация реализуется в линейных устройствах, то есть устройствах с непрерывным регулированием. В таких устройствах силовой транзистор всегда открыт, то есть его рабочая точка на коллекторной характеристике находится в активном режиме. При изменении управляющего сигнала силовой транзистор лишь приоткрывается, или подзакрывается, то есть рабочая точка транзистора остается в активном режиме и на нем рассеивается достаточно большая мощность P_{VT}.

Когда рабочая точка транзистора находится в режиме насыщения (участок 0А коллекторной характеристики на рисунке 1.7, *а*) или в режиме отсечки (участок 0Б коллекторной характеристики на рисунке 1.7, *а*), то на транзисторе рассеиваются малые мощности $P_{VT\ нас}$ и $P_{VT\ отс}$, соответственно (рисунок 1.7, *б*).

Такая ситуация реализуется в импульсных (ключевых) устройствах, то есть устройствах с импульсным (ключевым) регулированием. Дело в том, что при импульсном регулировании рабочая точка транзистора бóльшую часть периода коммутации находится в режиме насыщения и отсечки, то есть, когда на транзисторе рассеиваются малые мощности. А рабочая точка транзистора через активную область коллекторной характеристики проходит лишь при переходе из режима отсечки в режим насыщения и обратно. Учитывая, что время таких переходов значительно меньше периода коммутации, то и рассеиваемая при этом на транзисторе мощность будет значительно меньшей по сравнению с мощностью, рассеиваемой в активном режиме.

Это предопределило целесообразность использования в современных ИЭП, как правило, импульсных стабилизаторов напряжения и тока.

Однако надо отметить, что в тех случаях, когда необходим ИЭП с минимальными электромагнитными помехами и его массогабаритные параметры не критичны, предпочтение отдают линейным стабилизаторам напряжения и тока.

Третий метод уменьшения массогабаритных параметров ИЭП заключается в применении современных методов отвода тепла от термонагруженных электрорадиоэлементов (ЭРЭ) и блоков.

Эффективность термостабилизации ЭРЭ в значительной степени определяет надежность функционирования, как отдельных блоков, так и РЭС в целом. Дело в том, что повышение температуры окружающей среды на каждые 10 градусов сокращает время жизни ЭРЭ на 50 %.

Традиционно для отвода тепла от термонагруженных ЭРЭ и блоков применяют радиаторы, вентиляторы и плавящиеся вещества.

Первые два типа устройств рассеивают энергию, отводимую от термонагруженных электронных компонент и блоков в окружающее их пространство. При этом за счет конвекции тепловой режим рядом расположенных электрорадиоэлементов изменяется. Более того, радиаторы и вентиляторы увеличивают массогабаритные параметры ИЭП, а вентилятор ухудшает условия работы обслуживающего персонала.

Отвод тепла от термонагруженных ЭРЭ и блоков с помощью плавящихся веществ практически реализуется лишь на достаточно короткое время (несколько минут) и на устройствах специального назначения.

Поэтому в последние годы в наукоемких отраслях промышленности и офисной электронной аппаратуре широкое применение нашли тепловые трубы (ТТ), позволяющие реализовать современные эффективные методы отвода тепла от термонагруженных ЭРЭ и блоков (рисунок 1.8).

Конструктивно тепловая труба представляет собой герметичный тонкостенный цилиндр 2 диаметром ~15 мм и длиной от ~15 мм до ~50 м, изготовленный из дюраля или меди и имеющий на переднем торце площадку для крепления термонагруженной компоненты или блока 1. Задний торец ТТ выводят параллельно одной из внешней поверхности 4 соответствующего устройства (параллельно задней стенке прибора).

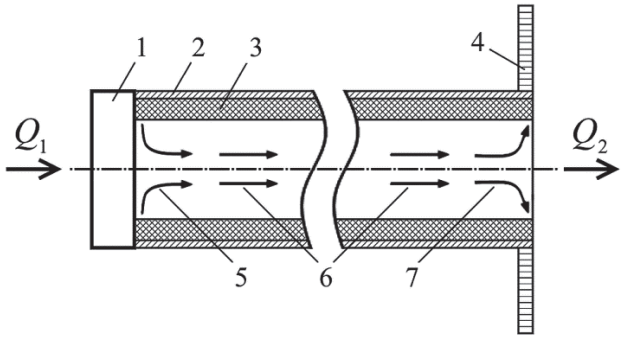


Рисунок 1.8 – Устройство тепловой трубы:
1 – электрорадиоэлемент (подвод тепла), 2 – корпус,
3 – капиллярно-пористая структура, 4 – внешняя поверхность (для сброса тепла),
5 – зона испарения теплоносителя, 6 – паровое ядро,
7 – зона конденсации теплоносителя

На внутренней поверхности ТТ находится капиллярно-пористая структура 3, насыщенная теплоносителем. В ТТ, работающих в различных температурных диапазонах, в качестве капиллярно-пористой структуры и теплоносителя используются различные материалы. Для низкотемпературных тепловых труб, то есть ТТ, применяемых в радиоэлектронных средствах, в качестве капиллярно-пористой структуры используются синтетические волокнистые структуры, а в качестве теплоносителя – смесь воды и спирта, имеющая температуру фазового перехода равную примерно 25 °С.

Принцип действия тепловых труб состоит в следующем. Пусть на переднем торце ТТ закреплена микросхема 1. При ее нагревании повышается температура теплоносителя у переднего торца и при температуре ~25 °С теплоноситель испаряется 5 и формируется паровое ядро 6 в центральной области ТТ. В это же время капиллярно-пористая структура 3 подтягивает за счет капиллярного эффекта теплоноситель от заднего торца тепловой трубы. При достижении паровой фазы теплоносителя заднего торца ТТ, от которого отводится тепловая энергия, теплоноситель конденсируется 7 и насыщает капиллярно-пористую структуру.

Таким образом, происходит перемещение паровой фазы теплоносителя по центральной области ТТ от переднего торца к заднему, а жидкой фазы теплоносителя – по капиллярно-пористой структуре от заднего торца к переднему.

Все процессы в ТТ протекают при температуре фазового перехода теплоносителя, то есть тепловая труба работает в изотермических условиях. А это означает, что тепловой режим рядом расположенных компонент не изменяется.

Четвертый метод уменьшения массогабаритных параметров ИЭП заключается в применении современной элементной базы. Успешное развитие отечественной и зарубежной радиоэлектроники существенно расширило номенклатуру радиоэлектронных компонент, а значит и возможности разработчиков РЭС. Конкретные примеры интересующих компонент можно найти в справочной литературе и в информационной-телекоммуникационной сети Internet.

Своим развитием современная электроника обязана кремнию – материалу, на основе которого более полувека создавались практически все современные микросхемы, транзисторы и другие полупроводниковые приборы. Но в наши дни кремниевые технологии уже приблизились к пределу своих физических возможностей. Прогресс требует более мощных, высокочастотных и малошумящих устройств. Как известно, преимущества в одном часто приводят к проигрышу в чем-то другом, поэтому при разработке новых технологий приходится идти на компромиссы.

В настоящее время к перспективным материалам радиоэлектроники относятся нитрид галлия (GaN) и карбид кремния (SiC). Они наиболее привлекательны среди новых материалов для повышения частотных и мощностных параметров, а также эффективности современных и перспективных продуктов микро- и наноэлектроники. Нитрид галлия и карбид кремния, приходя на смену кремнию, выигрывает во всём – без компромиссов. Еще в 2015 году, например, нитрид галлия считался экзотическим материалом. Но время показало, что нитрид галлия намного эффективнее кремния.

Показано, что применение GaN транзисторов уменьшает потребляемую энергию. Например, сокращают потребляемую электроэнергию в дата центрах, электромобилях и других устройствах на ~10–20 %. Большинство современных адаптеров питания используют кремниевые транзисторы, которые имеют большое сопротивление и рассеивают значительное количество тепловой энергии, тем самым снижая эффективность работы. GaN транзисторы имеют в десять раз меньшее сопротивление по сравнению с кремниевыми аналогами. Кроме того, они имеют более высокую скорость переключения. Устройства с такими компонентами могут быть гораздо компактнее. Например, размеры адаптера питания для ноутбука можно уменьшить на две трети.

Основное преимущество нитрида галлия перед остальными распространёнными материалами электроники – это широкая запрещённая зона – 3,5 эВ против 1,1 эВ у кремния.

Это означает, что GaN транзисторы работают при более высоких температурах и менее чувствительны к ионизирующему излучению (что в прямом смысле слова жизненно важно для космической и специальной электроники). Теоретически рабочая температура GaN приборов может достигать 500 °C, но практически она пока что равна 150–200 °C. Максимальная напряжённость электрического поля у GaN – $3{,}3 \cdot 10^6$ В/см – это в 11 раз больше, чем у кремния. А благодаря высокой плотности носителей заряда GaN транзисторы выдерживают гораздо большие токи. Высокая критическая напряженность поля у GaN дает потенциальную возможность реализовывать более высоковольтные приборы. Нитрид галлия выигрывает у традиционных материалов по всем основным характеристикам.

В настоящий момент подавляющая часть рынка радиоэлектронных компонент остается за кремниевыми полупроводниками. Однако за последние несколько лет началось резкое увеличение доли силовых элементов, построенных на основе нитрида галлия и карбида кремния.

1.3. Характеристики и параметры источников электропитания радиотехнических устройств

Источники электропитания радиотехнических устройств характеризуются рядом основных эксплуатационных параметров (рисунок 1.9): входным напряжением $U_{\text{вх}}$, входным током $I_{\text{вх}}$, выходным напряжением $U_{\text{вых}}$, током нагрузки $I_{\text{н}}$, пульсацией входного напряжения $U_{\sim\text{вх}}$, пульсацией входного тока $I_{\sim\text{вх}}$, пульсацией выходного напряжения $U_{\sim\text{вых}}$, пульсацией тока нагрузки $I_{\sim\text{н}}$ и температурой T.

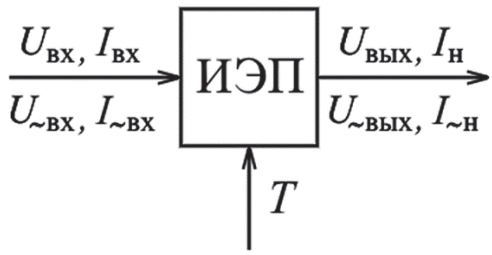


Рисунок 1.9 – Основные параметры источников электропитания

Эти параметры позволяют определить базовые тактико-технические характеристики ИЭП: нагрузочную, передаточную и регулировочную.

1.3.1. Нагрузочная характеристика и динамическое сопротивление

Нагрузочной характеристикой ИЭП называется зависимость его выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ от тока нагрузки $I_{\text{н}}$ при постоянном входном напряжении $U_{\text{вх}}$ (рисунок 1.9), то есть

$$U_{\text{вых}} = f(I_{\text{н}}) \text{ при } U_{\text{вх}} = const. \quad (1.1)$$

По нагрузочной характеристике определяется динамическое (внутреннее, выходное, дифференциальное) сопротивление R_i ИЭП.

Здесь и далее принимается, что рассматриваемые устройства работают в изотермических условиях. В иных случаях тепловой режим ИЭП оговаривается особо.

Необходимость введения термина «динамическое сопротивление» можно проиллюстрировать следующим примером. Учитывая, что современные автономные радиоэлектронные устройства и системы используют батарейное питание, то целесообразно сравнить два химических источника постоянного тока с одинаковым напряжением: автомобильный свинцово-кислотный аккумулятор с напряжением 12 В и ёмкостью 55 А·ч и батарею из 8 гальванических элементов соединенных последовательно, имеющую суммарное напряжение также 12 В и ёмкость равную примерно 1 А·ч.

Несмотря на одинаковое напряжение, эти источники значительно отличаются при работе на одинаковую нагрузку. Так, автомобильный аккумулятор способен отдать в нагрузку большой ток (от аккумулятора заводится двигатель автомобиля, при этом стартер потребляет ток порядка 250 А), а от батареи элементов стартер вообще не станет вращаться, так как напряжение батареи при подключении к зажимам стартера упадёт до долей вольта. Дело не в относительно

небольшой электрической ёмкости батареи элементов, запасённой в ней энергии, и заряде в один ампер-час хватило бы для того, чтобы вращать стартер в течение 14 с (при токе 250 А).

В соответствии с законом Ома в источниках с одинаковым напряжением ток в одинаковой нагрузке также должен быть одинаковым. Это очевидное утверждение в приведенном примере не выполняется. Дело в том, что утверждение, следующее из закона Ома, верно только для идеальных источников ЭДС. Понятно, что реальные источники ЭДС в той или иной степени отличаются от идеальных.

Для описания степени отличия реальных источников от идеальных и применяется понятие «динамическое сопротивление».

Реальные активные двухполюсники хорошо описываются математически, если их рассматривать как эквивалентную схему, состоящую из последовательно включённых генератора напряжения и резистора R_i. Генератор напряжения представляет собственно источник энергии, находящийся в этом двухполюснике. Идеальный генератор мог бы отдать в нагрузку сколь угодно большие мощность и ток. Однако сопротивление, включённое последовательно с генератором, ограничивает мощность, которую данный двухполюсник может отдать в нагрузку. Это эквивалентное сопротивление и называется динамическим сопротивлением. Оно является лишь параметром абстрактной модели двухполюсника, то есть физического «резистора» как электронного компонента внутри двухполюсников нет.

Формально, в реальных гальванических элементах динамическое сопротивление R_i можно идентифицировать физически. Это суммарное сопротивление плюсового стержня (углерода, стали), самого корпуса (цинка и никеля), а также самого электролита (соли) и поглотителя водорода (в солевых элементах). Все эти материалы, как и поверхности раздела между ними, имеют конечное сопротивление, отличное от нуля.

В иных источниках R_i – это омическое сопротивление, которое обусловлено сопротивлением обмоток и контактов и включено последовательно с собственно динамическим сопротивлением источника и снижают характеристики источников напряжения.

Таким образом, для двухполюсников, содержащих источники (то есть генераторы напряжения или генераторы тока), необходимо говорить именно о динамическом сопротивлении. Если же двухполюсник не содержит источников, то «динамическое сопротивление» для такого двухполюсника означает то же самое, что и просто «сопротивление».

Несмотря на то, что на эквивалентной схеме внутреннее сопротивление представлено как один пассивный элемент (причём активное сопротивление, то есть резистор, в нём присутствует обязательно), динамическое сопротивление не обязательно сосредоточено в каком-либо одном элементе. Двухполюсник лишь внешне ведёт себя так, словно в нём имеется сосредоточенное динамическое сопротивление и генератор напряжения. В действительности же, динамическое сопротивление является внешним проявлением совокупности физических эффектов.

Можно перечислить некоторые особенности динамического сопротивления R_i:

- динамическое сопротивление невозможно убрать из двухполюсника;
- динамическое сопротивление не является стабильной величиной: оно может изменяться при изменении каких-либо внешних (нагрузка, ток) и внутренних (нагрев, истощение реагентов) условий.

Эффект динамического сопротивления R_i является неотъемлемым свойством любого активного двухполюсника. Основной результат наличия динамического сопротивления – это ограничение электрической мощности, которую можно получить в нагрузке, питаемой от этого двухполюсника.

При схемотехническом анализе ИЭП часто используют два понятия: идеальный источник напряжения и реальный источник напряжения.

Идеальный источник напряжения, то есть двухполюсник, на зажимах которого всегда поддерживается постоянное напряжение E, обеспечивает протекание через нагрузку $R_н$ (с сопротивлением $R_{R_н}$) тока $I_н$ (рисунок 1.10, *а*).

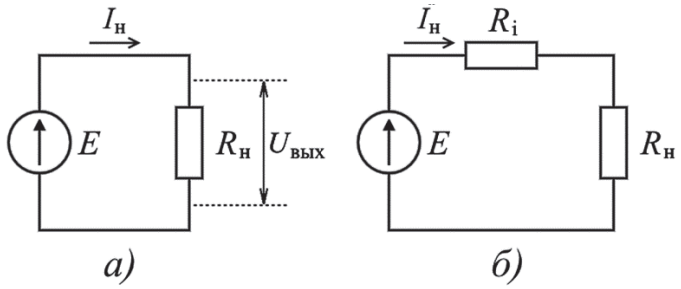


Рисунок 1.10 – Иллюстрация включения идеального и реального источника напряжения

Идеальный источник напряжения является физической абстракцией, а, следовательно, реально существовать не может.

Если допустить существование такого источника напряжения, то ток $I_н$, протекающий через него и нагрузку $R_н$ при уменьшении ее сопротивления $R_{R_н}$ до нуля, стремится к бесконечности. Таким образом, при замыкании выводов идеального источника напряжения проводником с нулевым сопротивлением в нем протекает бесконечно большой ток, называемый током короткого замыкания. При этом мощность P такого источника напряжения, равная $P = E \cdot I_н$, также стремится к бесконечности. Но такой режим работы устройства невозможен, так как мощность любого источника энергии является конечной величиной.

В реальных источниках напряжения всегда присутствует динамическое сопротивление R_i (рисунок 1.10, *б*). Таким образом, при замыкании выводов между собой падение напряжения на R_i определяет ток нагрузки $I_н$. Следовательно, ток короткого замыкания будет иметь какую-то конечную величину.

Наличие динамического сопротивления R_i у реального источника напряжения отличает его от идеального.

Следует отметить, что динамическое сопротивление является исключительно конструктивным параметром источника напряжения.

Эквивалентная схема реального источника напряжения представляет собой последовательное включение идеального источника напряжения E и его динамического сопротивления R_i (рисунок 1.10, *б*).

Нагрузочная характеристика идеального источника напряжения, иногда называемая его вольт-амперной характеристикой, показана на рисунке 1.11, *а.*

А на рисунке 1.11, *б* сплошной линией показана нагрузочная характеристика реального источника напряжения, а штриховой линией – нагрузочная характеристика идеального источника напряжения.

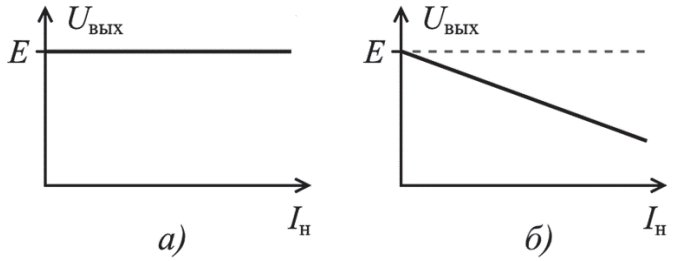


Рисунок 1.11 – Нагрузочная характеристика:
а – идеальный источник напряжения; б – реальный источник напряжения

К выводу аналитической формулы определения динамического сопротивления R_i ИЭП можно подойти следующим образом (рисунок 1.12).

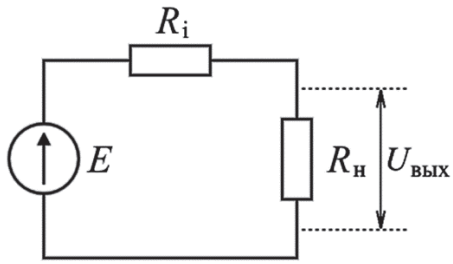


Рисунок 1.12 – К выводу формулы определения динамического сопротивления

Идеальный источник напряжения, то есть двухполюсник, на зажимах которого всегда поддерживается постоянное напряжение E, обеспечивает протекание через последовательно включенные нагрузку $R_н$ (с сопротивлением $R_{R_н}$) и динамическое сопротивление R_i (с сопротивлением R_{R_i}) тока $I_н$.

В рассматриваемой схеме ток нагрузки $I_н$ и выходное напряжение $U_{вых}$ на нагрузке определяются по формулам

$$I_н = \frac{E}{R_{R_i} + R_{R_н}},$$

$$U_{вых} = \frac{E}{R_{R_i} + R_{R_н}} \cdot R_{R_н}.$$

При токе нагрузки $I_{н1}$ выходное напряжение $U_{вых\,1}$ определяется уравнением

$$U_{вых\,1} = E - I_{н\,1} \cdot R_{R_i}.$$

Аналогично при токе нагрузки $I_{\text{н}\,2}$ выходное напряжение $U_{\text{вых}\,2}$ определяется уравнением

$$U_{\text{вых}\,2} = E - I_{\text{н}\,2} \cdot R_{R_i}.$$

Решая систему уравнений, состоящую из этих двух уравнений, получают

$$R_{R_i} = \frac{U_{\text{вых}\,1} - U_{\text{вых}\,2}}{I_{\text{н}\,2} - I_{\text{н}\,1}} = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta I_{\text{н}}},$$

где $\Delta I_{\text{н}} = I_{\text{н}\,2} - I_{\text{н}\,1}$ – изменение тока нагрузки,
$\Delta U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}\,1} - U_{\text{вых}\,2}$ – изменение выходного напряжения, вызванное вариацией $\Delta I_{\text{н}}$.

Учитывая, что с увеличением тока нагрузки нагрузочная характеристика ИЭП является убывающей функцией, то значение $\Delta U_{\text{вых}}$ всегда является отрицательной величиной, а значение $\Delta I_{\text{н}}$ – положительной, то есть $\Delta U_{\text{вых}}$ и $\Delta I_{\text{н}}$ имеют разные знаки. Следовательно, при использовании полученной формулы получается отрицательное значение динамического сопротивления. Что противоречит физическому смыслу сопротивления.

Это предопределило тот факт, что для определения динамического сопротивления R_{R_i} ИЭП принимают модуль выражения $\frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta I_{\text{н}}}$, то есть для количественного определения динамического сопротивления используют формулу, записанную в форме конечных разностей,

$$R_{R_i} = \left|\frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta I_{\text{н}}}\right| \text{ при } U_{\text{вх}} = const. \qquad (1.2)$$

Формулу (1.2) применяют при линейном характере рассматриваемого участка нагрузочной характеристики.

Если она имеет нелинейный характер, что, как правило, и реализуется на практике, то динамическое сопротивление определяется как модуль производной выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ по току нагрузки $I_{\text{н}}$ при постоянном входном напряжении $U_{\text{вх}}$, то есть в дифференциальной форме выражение определения динамического сопротивления имеет вид

$$R_{R_i} = \left|\frac{dU_{\text{вых}}}{dI_{\text{н}}}\right| \text{ при } U_{\text{вх}} = const. \qquad (1.3)$$

Следует отметить две особенности применения формул (1.2) и (1.3).

Во-первых, в выражении (1.2) в качестве динамического сопротивления ИЭП принимается модуль отношения $\Delta U_{\text{вых}}$ к $\Delta I_{\text{н}}$. С физической точки зрения наличие модуля объясняется тем, что численные значения $\Delta U_{\text{вых}}$ и $\Delta I_{\text{н}}$ имеют разные знаки, так как при увеличении тока нагрузки на величину $\Delta I_{\text{н}}$ выходное напряжение уменьшается на величину $\Delta U_{\text{вых}}$.

Во-вторых, при вычислении конечных приращений, например, $\Delta U_{\text{вых}}$, используют значения $U_{\text{вых}}$ для двух точек, то есть

$$\Delta U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}\,1} - U_{\text{вых}\,2}.$$

При этом следует помнить о метрологической особенности вычисления малой разности больших чисел. Дело в том, абсолютная погрешность разности двух чисел равна сумме абсолютных погрешностей одного и другого числа.

В качестве примера можно рассмотреть относительную погрешность определения разности двух напряжений $U_{\text{вых}\,1} = 3{,}130$ В и $U_{\text{вых}\,2} = 3{,}120$ В. Эти числа записаны с четырьмя значащими цифрами. Искомая разность двух напряжений $\Delta U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}\,1} - U_{\text{вых}\,2}$ равна 0,010 В. А минимальная абсолютная погрешность определения каждого из двух напряжений равна единице последней значащей цифры, то есть $\Delta U_{\text{вых}\,1} = \Delta U_{\text{вых}\,2} = 0{,}001$ В. Это позволяет записать, что абсолютная погрешность определения разности двух напряжений равна 0,002 В. Тогда относительная погрешность ε определения разности двух напряжений равна

$$\varepsilon = \frac{0{,}002}{0{,}010} \cdot 100\ \% = 20\ \%.$$

Таким образом, при достаточно малой погрешности измерения напряжений $U_{\text{вых}\,1}$ и $U_{\text{вых}\,2}$ их разность определяется с недопустимо большой относительной погрешностью.

Следовательно, в любом вычислительном алгоритме необходимо избегать вычитания двух близких по абсолютной величине чисел.

Поэтому значения $U_{\text{вых}\,1}$ и $U_{\text{вых}\,2}$ в формуле (1.2) должны быть достаточно удалены друг от друга, но в пределах, когда функция, по которой они определяются, не должна существенно отличаться от линейной.

В соответствии с формулой (1.3) можно дать геометрическую интерпретацию понятию динамического сопротивления. Динамическое сопротивление R_{R_i} ИЭП численно равно тангенсу угла наклона касательной линии к нагрузочной характеристике ИЭП для заданного тока нагрузки.

С физической точки зрения динамическое сопротивление R_{R_i} иллюстрирует темп изменения нагрузочной характеристики. Естественно, чем меньше R_{R_i}, тем, например, стабилизатор напряжения лучше.

Следует отметить, что при малых отклонениях тока и напряжения от выбранной точки касательная линия достаточно хорошо аппроксимирует нагрузочную характеристику. Поэтому в окрестности выбранной точки нагрузочной характеристики нелинейную нагрузочную характеристику часто можно считать линейной.

На рисунке 1.13 показана нагрузочная характеристика ИЭП. Надо определить динамические сопротивления ИЭП для двух заданных токах нагрузки $I_{\text{н}\,1}$ и $I_{\text{н}\,2}$ (точки А и В нагрузочной характеристики).

Для определения динамического сопротивления для двух заданных токов нагрузки $I_{\text{н}\,1}$ и $I_{\text{н}\,2}$ (в точках А и В) проведены касательные в точках А и В к рассматриваемой нагрузочной характеристике, углы наклона которых обозначены α_1 и α_2. Видно, что при токе нагрузки $I_{\text{н}\,1}$ динамическое сопротивление $R_{i\,1}$ ИЭП равно $\operatorname{tg}\alpha_1$. Аналогично можно записать, что при токе нагрузки $I_{\text{н}\,2}$ динамическое сопротивление ИЭП $R_{i\,2}$ равно $\operatorname{tg}\alpha_2$. Более того, по характеру

нагрузочной характеристики (рисунок 1.13) видно, что с увеличением тока нагрузки динамическое сопротивление ИЭП также увеличивается.

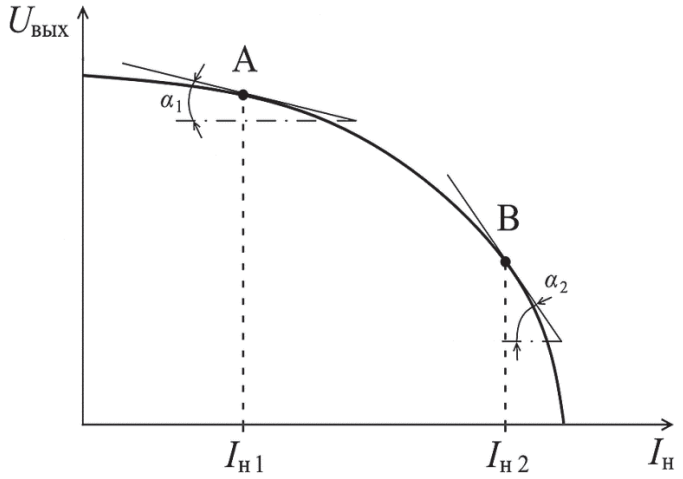


Рисунок 1.13 – Нагрузочная характеристика ИЭП

На рисунке 1.14 показаны результаты анализа зависимости динамического сопротивления R_i ИЭП от тока нагрузки $I_н$ с использованием нагрузочной характеристики и формулы (1.3).

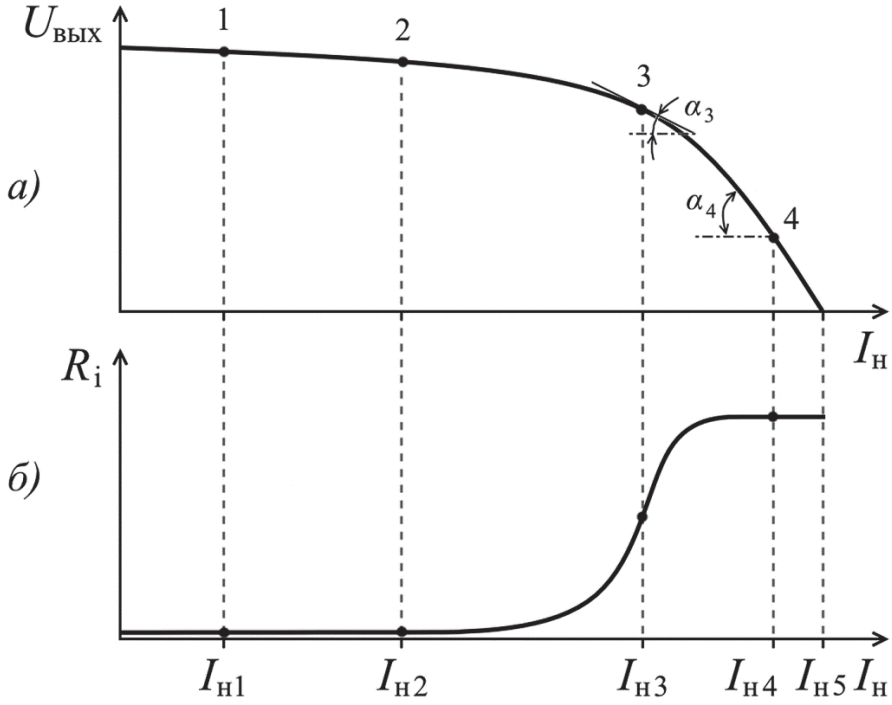


Рисунок 1.14 – Иллюстрация примера определения зависимости динамического сопротивления ИЭП от тока нагрузки:
а – нагрузочная характеристика;
б – зависимость динамического сопротивления ИЭП от тока нагрузки

Видно, что при малых токах нагрузки $I_{н\,1}$ и $I_{н\,2}$ динамическое сопротивление R_i мало и практически не зависит от тока нагрузки.

Однако, начиная с $I_{н\,2}$ выходное напряжение уменьшается с ростом тока нагрузки. При этом динамическое сопротивление R_i увеличивается до постоянного значения при возрастании тока нагрузки от $I_{н\,4}$ и $I_{н\,5}$ (в этом дипазоне тока нагрузки нагрузочная характеристика изменяется по линейному закону).

На рисунке 1.15 показаны результаты анализа зависимости динамического сопротивления R_i ИЭП от тока нагрузки $I_н$ с использованием близкой к реальной нагрузочной характеристики ИЭП и формулы (1.3).

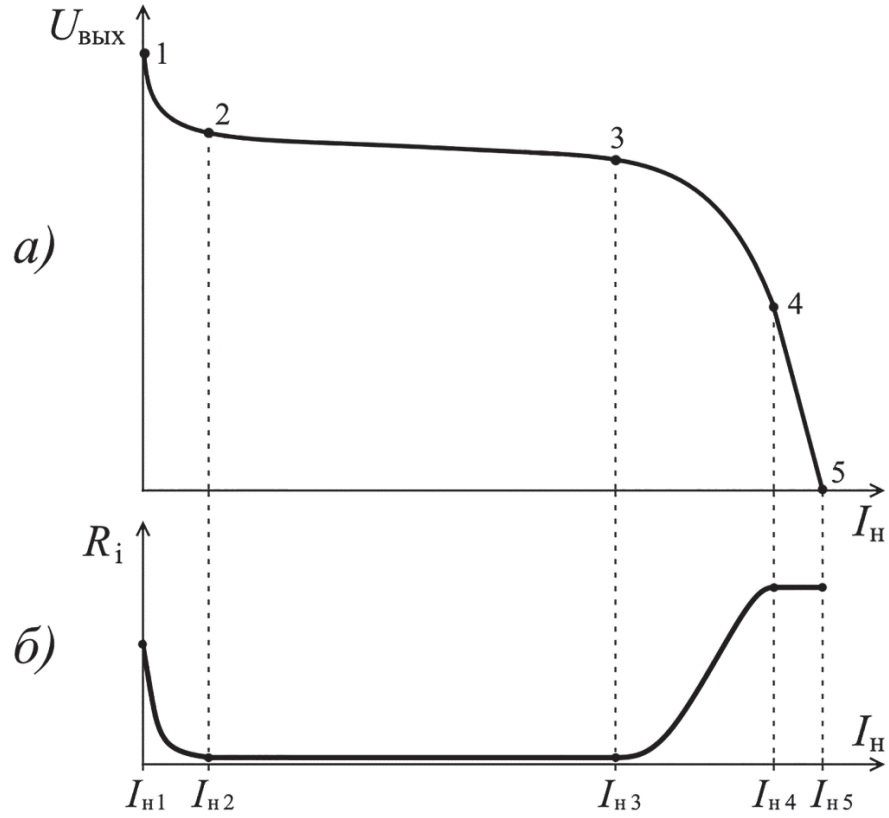


Рисунок 1.15 – Иллюстрация зависимости динамического сопротивления ИЭП от тока нагрузки:
а – нагрузочная характеристика;
б – зависимость динамического сопротивления ИЭП от тока нагрузки

Иллюстрация выбора ИЭП с минимальным динамическим сопротивлением из трех устройств по их нагрузочным характеристикам, имеющим линейный характер, приведена на рисунке 1.16.

В соответствии с определением динамического сопротивления и его геометрической интерпретацией видно, что для нагрузочной характеристики 1 динамическое сопротивление $R_{i\,1}$ меньше, чем динамические сопротивления $R_{i\,2}$ и $R_{i\,3}$ для нагрузочных характеристик 2 и 3. Поэтому можно утверждать, что целесообразно использовать ИЭП, имеющий нагрузочную характеристику 1 (рисунок 1.16).

Следует подчеркнуть, что при линейном характере нагрузочной характеристики исследуемого ИЭП его динамическое сопротивление R_i не зависит от тока нагрузки.

Очевидно, что, чем меньше динамическое сопротивление ИЭП, тем он лучше.

У современных стабилизаторов напряжения динамическое сопротивление достигает $R_i \sim 10^{-3} \ldots 10^{-4}$ Ом.

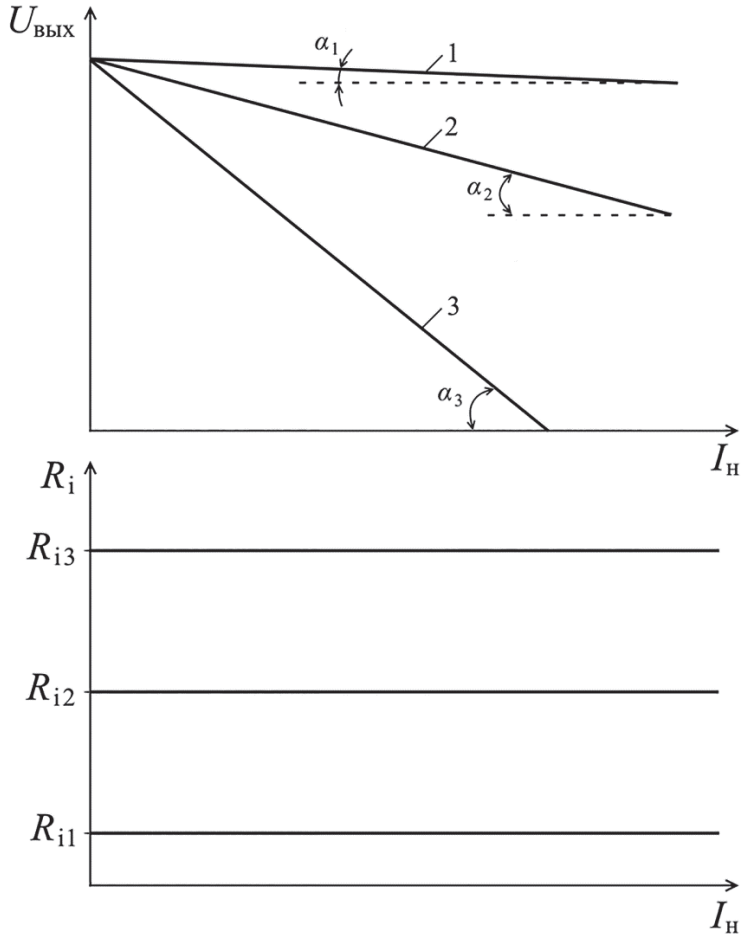


Рисунок 1.16 – Иллюстрация выбора ИЭП, имеющего минимальное динамическое сопротивление:
а – нагрузочные характеристики трех ИЭП;
б – зависимость динамического сопротивления ИЭП от тока нагрузки

1.3.2. Передаточная характеристика стабилизатора напряжения и его коэффициент стабилизации выходного напряжения по входному напряжению

Передаточная характеристика (рисунок 1.17) стабилизатора напряжения источника электропитания представляет собой зависимость выходного напряжения $U_{вых}$ от его входного напряжения $U_{вх}$ при постоянном токе нагрузки $I_н$, то есть

$$U_{вых} = f(U_{вх}) \text{ при } I_н = const. \quad (1.4)$$

По передаточной характеристике определяется коэффициент стабилизации выходного напряжения по входному напряжению K_U при постоянном токе нагрузки.

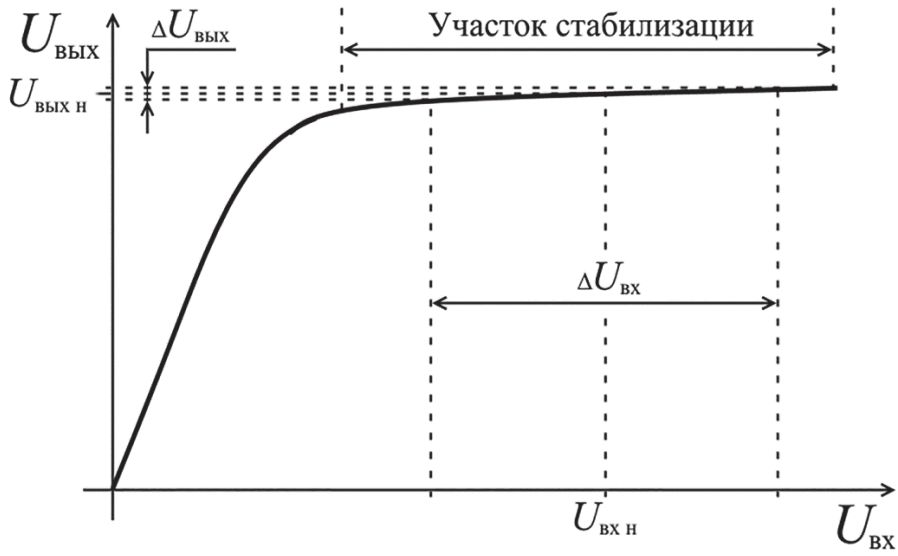


Рисунок 1.17 – Передаточная характеристика стабилизатора напряжения

Коэффициент стабилизации выходного напряжения по входному напряжению K_U при постоянном токе нагрузки (проще – коэффициент стабилизации) показывает во сколько раз относительное изменение входного напряжения $dU_{вх}/U_{вх}$ превышает относительное изменение выходного напряжения $dU_{вых}/U_{вых}$, вызванное изменением $U_{вх}$ на величину $dU_{вх}$.

Поэтому можно записать формулу определения K_U, называемого коэффициентом стабилизации выходного напряжения по входному напряжению при $I_н = const$, в следующем виде

$$K_U = \frac{dU_{вх}}{U_{вх}} : \frac{dU_{вых}}{U_{вых}} = \frac{dU_{вх}}{dU_{вых}} \cdot \frac{U_{вых}}{U_{вх}}. \quad (1.5)$$

В практических расчётах коэффициент стабилизации K_U удобнее вычислять не по формуле (1.5), а с использованием конечных приращений, то есть как отношение соответствующих конечных приращений напряжений на входе $\Delta U_{вх}$ и выходе устройства $\Delta U_{вых}$, то есть

$$K_U = \frac{\Delta U_{вх}}{U_{вх}} : \frac{\Delta U_{вых}}{U_{вых}} = \frac{\Delta U_{вх}}{\Delta U_{вых}} \cdot \frac{U_{вых}}{U_{вх}}. \quad (1.6)$$

Численное значение K_U СН определяют по его передаточной характеристике (рисунок 1.17) в соответствии со следующей процедурой.

На передаточной характеристике СН ИЭП выбирают участок стабилизации напряжения, то есть тот участок передаточной характеристики, на котором значительным изменениям входного напряжения $U_{вх}$ соответствуют малые изменения выходного напряжения $U_{вых}$. Надо отметить, что это достаточно условный участок и выбирается он субъективно. Затем для заданного (номинального) значения входного напряжения $U_{вх\ н}$ по передаточной характеристике определяют номинальное значение выходного напряжения $U_{вых\ н}$. После этого выбирают величину изменения входного напряжения $\Delta U_{вх}$ (диапазон изменения

$\Delta U_{\text{вх}}$ выбирают в пределах участка стабилизации и, как правило, симметричным относительно $U_{\text{вх н}}$) и определяют по передаточной характеристике соответствующую величину изменения выходного напряжения $\Delta U_{\text{вых}}$. Расчет искомого коэффициента стабилизации K_U выполняют по формуле (1.6).

Естественно, что, чем больше величина K_U, тем выше качество напряжения, формируемого стабилизатором напряжения.

У современных стабилизаторов напряжения постоянного тока численное значение коэффициента стабилизации выходного напряжения по входному напряжению K_U достигает $\sim 10^4 \ldots 10^6$.

Аналитические формулы для определения динамического сопротивления R_i и коэффициента стабилизации выходного напряжения по входному напряжению K_U, являющихся основными показателями качества функционирования ИЭП, получены в предположении достаточно малых изменений входного напряжения $U_{\text{вх}}$ и тока нагрузки $I_{\text{н}}$ вблизи их номинальных значений.

Дифференциальный коэффициент стабилизации $K_{U\,\text{диф}}$ СН ИЭП определяется отношением приращения напряжения на входе стабилизатора $\Delta U_{\text{вх}}$ к вызванному им приращению напряжения на выходе стабилизатора $\Delta U_{\text{вых}}$

$$K_{U\,\text{диф}} = \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{\Delta U_{\text{вых}}}. \tag{1.7}$$

Коэффициент передачи напряжения λ со входа на выход СН ИЭП определяется отношением выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ к входному напряжению $U_{\text{вх}}$, то есть

$$\lambda = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}. \tag{1.8}$$

С учетом (1.7) и (1.8) формулу (1.6) для определения коэффициента стабилизации выходного напряжения по входному напряжению можно записать в виде

$$K_U = K_{U\,\text{диф}} \cdot \lambda. \tag{1.9}$$

1.3.3. Коэффициенты стабилизации стабилизаторов тока

При стабилизации тока $I_{\text{н}}$, протекающего через нагрузку ИЭП, дестабилизирующими факторами являются изменения входного напряжения $U_{\text{вх}}$ и сопротивление нагрузки $R_{\text{н}}$ (при изотермическом режиме работы), то есть

$$I_{\text{н}} = f(U_{\text{вх}}, R_{\text{н}}). \tag{1.10}$$

Коэффициент стабилизации K_I тока нагрузки $I_{\text{н}}$ по входному напряжению $U_{\text{вх}}$ при $R_{\text{н}} = const$ определяется по формуле

$$K_I = \frac{dU_{\text{вх}}}{U_{\text{вх}}} : \frac{dI_{\text{н}}}{I_{\text{н}}} = \frac{dU_{\text{вх}}}{dI_{\text{н}}} \cdot \frac{I_{\text{н}}}{U_{\text{вх}}}. \tag{1.11}$$

Физический смысл коэффициента стабилизации тока нагрузки по входному напряжению K_I состоит в том, что он показывает во сколько раз относительное изменение входного напряжения $dU_{вх}/U_{вх}$ превышает относительное изменение тока нагрузки $dI_н/I_н$ при $R_н = const$.

В практических расчётах коэффициент стабилизации тока нагрузки K_I удобнее вычислять не по формуле (1.11), записанной в дифференциальной форме, а по формуле с использованием конечных приращений, то есть как отношение соответствующих конечных приращений напряжения на входе $\Delta U_{вх}$ и тока нагрузки $\Delta I_н$, то есть

$$K_I = \frac{\Delta U_{вх}}{U_{вх}} : \frac{\Delta I_н}{I_н} = \frac{\Delta U_{вх}}{\Delta I_н} \cdot \frac{I_н}{U_{вх}}. \qquad (1.12)$$

Численное значение K_I стабилизатора тока определяют по его передаточной характеристике, представляющей зависимость тока нагрузки $I_н$ от входного напряжения $U_{вх}$ при $R_н = const$, то есть $I_н = f(U_{вх})$ (рисунок 1.18).

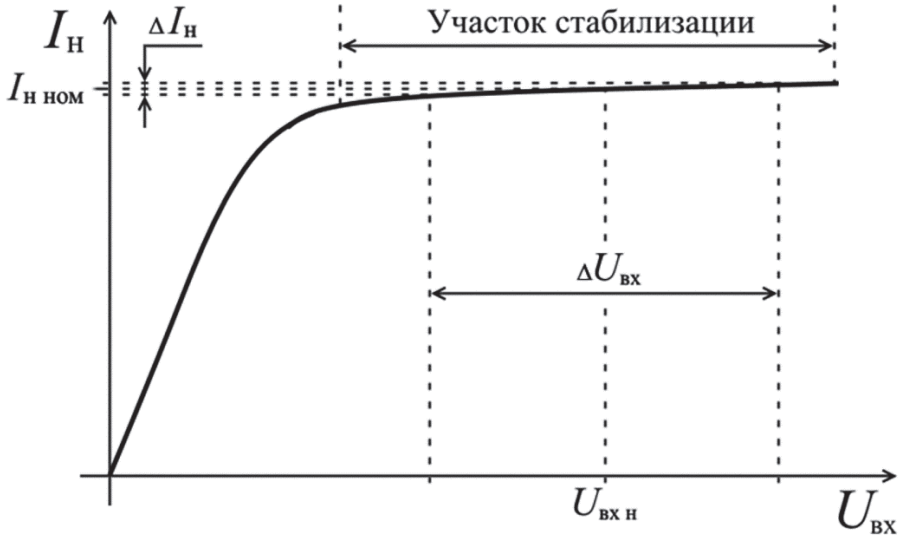


Рисунок 1.18 – Передаточная характеристика стабилизатора тока нагрузки

На этой передаточной характеристике по току нагрузки СТ ИЭП выбирают участок стабилизации тока нагрузки, то есть тот участок передаточной характеристики, на котором значительным изменениям входного напряжения $U_{вх}$ соответствуют малые изменения тока нагрузки $I_н$. Надо отметить, что это достаточно условный участок и выбирается субъективно. Затем для заданного (номинального) входного напряжения $U_{вх\,н}$ по передаточной характеристике определяют номинальный ток нагрузки $I_{н\,ном}$.

После этого выбирают величину изменения входного напряжения $\Delta U_{вх}$ (диапазон изменения $\Delta U_{вх}$ выбирают в пределах участка стабилизации и, как правило, симметричным относительно $U_{вх\,н}$) и определяют по передаточной характеристике соответствующее изменение тока нагрузки $\Delta I_н$. Расчет искомого коэффициента стабилизации K_I выполняют по формуле (1.12).

Чем больше K_I, тем выше качество стабилизации тока нагрузки.

Коэффициент стабилизации $K_{R_н}$ тока нагрузки $I_н$ по сопротивлению нагрузки $R_н$ при $U_{вх} = const$ показывает во сколько раз относительное изменение сопротивления нагрузки $dR_н/R_н$ превышает относительное изменение тока нагрузки $dI_н/I_н$. Для определения $K_{R_н}$ пользуются формулой, записанной либо в дифференциальной форме

$$K_{R_н} = \frac{dR_н}{R_н} : \frac{dI_н}{I_н} = \frac{dR_н}{dI_н} \cdot \frac{I_н}{R_н}, \tag{1.13}$$

либо в конечных разностях

$$K_{R_н} = \frac{\Delta R_н}{R_н} : \frac{\Delta I_н}{I_н} = \frac{\Delta R_н}{\Delta I_н} \cdot \frac{I_н}{R_н}. \tag{1.14}$$

Величину $K_{R_н}$ вычисляют по зависимости $I_н = f(R_н)$ при $U_{вх} = const$, характерный вид которой показан на рисунке 1.19.

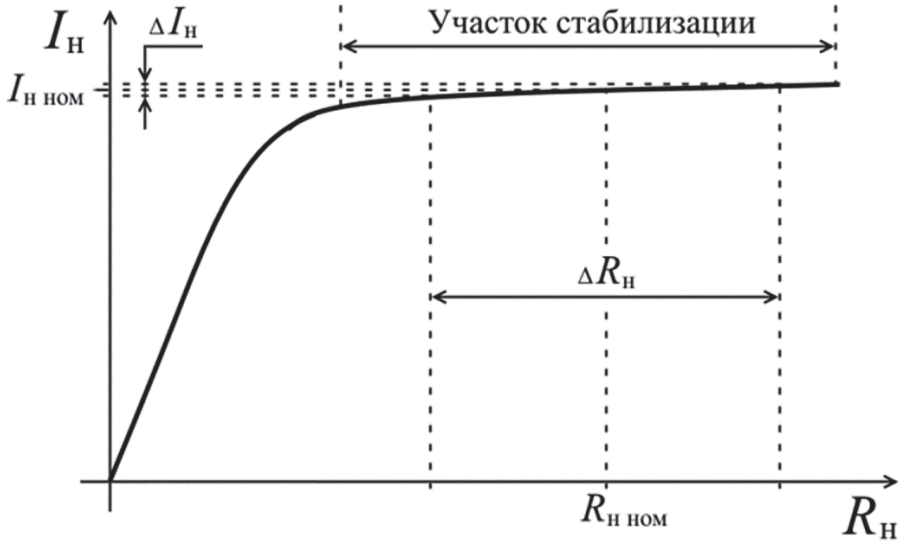


Рисунок 1.19 – Иллюстрация методики определения коэффициента стабилизации тока нагрузки по изменению сопротивления нагрузки

На передаточной характеристике по току нагрузки СТ ИЭП выбирают участок стабилизации тока нагрузки, то есть тот участок передаточной характеристики, на котором значительным изменениям сопротивления нагрузки $R_н$ соответствуют малые изменения тока нагрузки $I_н$. Надо отметить, что это достаточно условный участок и выбирается субъективно. Затем для заданного (номинального) сопротивления нагрузки $R_{н\ ном}$ по передаточной характеристике определяют номинальный ток нагрузки $I_{н\ ном}$. После этого выбирают величину изменения сопротивления нагрузки $\Delta R_н$ (диапазон изменения $\Delta R_н$ выбирают в пределах участка стабилизации и, как правило, симметричным относительно $R_{н\ ном}$) и определяют по передаточной характеристике соответствующее изменение тока нагрузки $\Delta I_н$. Расчет искомого коэффициента стабилизации $K_{R_н}$ выполняют по формуле (1.14).

Чем больше $K_{R_н}$, тем выше качество стабилизации тока нагрузки.

1.3.4. Регулировочная характеристика

Часто для регулирования выходного напряжения в источниках электропитания радиотехнических систем применяют управляемые выпрямительные устройства (УВУ), у которых в качестве вентилей применяются тиристоры. Тиристорные системы, в отличие от выпрямительных, обладают дополнительной степенью свободы, называемой углом управления (регулирования) α. УВУ характеризуются зависимостью среднего выпрямленного напряжения $U_{0\,\alpha}$ от угла управления (регулирования) α, то есть $U_{0\,\alpha} = f(\alpha)$, называемой регулировочной характеристикой (рисунок 1.20).

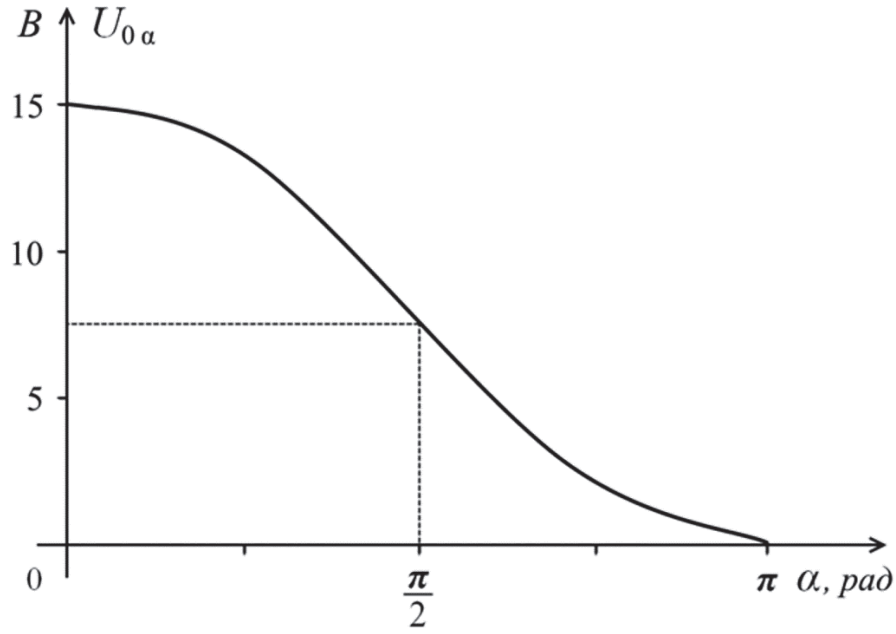


Рисунок 1.20 – Регулировочная характеристика управляемого выпрямительного устройства

По регулировочной характеристике УВУ судят о влиянии угла управления α на среднее выпрямленное напряжение $U_{0\,\alpha}$.

Угол управления, при котором среднее выпрямленное напряжение $U_{0\,\alpha}$ равно нулю, называется углом предельного регулирования $\alpha_{\text{пред}}$.

1.3.5. Энергетические и эксплуатационные параметры

Коэффициент полезного действия η ИЭП определяется как отношение выходной мощности, равной $P_{\text{вых}} = U_{\text{вых}} \cdot I_{\text{н}}$, к входной мощности, равной $P_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} \cdot I_{\text{вх}}$, то есть

$$\eta = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}} \cdot 100\ \%. \qquad (1.15)$$

Коэффициент полезного действия источников электропитания радиотехнических устройств во многом определяется сочетанием выходных напряжений и токов. При одинаковой выходной мощности ИЭП с более высоким выходным

напряжением имеют, как правило, и более высокий КПД. Ведь в ИЭП с большими выходными токами КПД определяется в основном тепловыми потерями на регулирующем элементе.

В низковольтных ИЭП КПД обычно составляет: при режиме стабилизации с непрерывным регулированием 45…55 %, а при режиме стабилизации с импульсным регулированием – 85…95 %.

Величина пульсаций выходного напряжения ИЭП определяет его электромагнитную совместимость с нагрузкой. Радиоэлектронные средства, выполненные на цифровых микросхемах, предъявляют умеренные требования к пульсациям выходного напряжения ИЭП. Так для электропитания большинства цифровых микросхем допустимо напряжение постоянного тока с переменной составляющей до 1 %. Для аналоговых устройств РЭС в большинстве случаев допустима пульсация не более 0,1…0,2 % от уровня выходного напряжения. К высоковольтным ИЭП, используемым в радиопередающих устройствах, предъявляются повышенные требования по значениям и составу гармонических составляющих выходного напряжения.

Пульсации выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ источников электропитания оценивается коэффициентом пульсации K_n, определяемым по формуле

$$K_n = \frac{U_{\text{вых}\,m1}}{U_{\text{вых}}}, \tag{1.16}$$

где $U_{\text{вых}\,m1}$ – амплитуда первой гармоники выходного напряжения.

С практической точки зрения важно знать влияние температуры T окружающей среды на выходные параметры ИЭП. Ведь согласно молекулярно-кинетической теории температура T тела есть мера интенсивности теплового движения его молекул

$$\frac{mv^2}{2} = \frac{3}{2}kT,$$

где v – средняя скорость движения молекул,
$k = 1{,}38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постоянная Больцмана.

Наиболее часто определяют влияние температуры T на выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ ИЭП. Это влияние характеризуется температурным коэффициентом напряжения (ТКН) γ, определяемым по формуле, записанной в дифференциальной форме,

$$\gamma = \frac{dU_{\text{вых}}/U_{\text{вых}}}{dT} \cdot 100\ \%, \%/K, \tag{1.17}$$

где dT – изменение температуры. Единицей измерения ТКН является $\%/K$ (читается: процент на Кельвин).

В практических расчётах ТКН удобнее вычислять не по формуле (1.17), а по формуле, записанной с использованием конечных приращений, то есть как отношение относительного конечного приращения выходного напряжения

$\Delta U_{\text{вых}}/U_{\text{вых}}$ устройства к абсолютному изменению температуры окружающей среды ΔT, то есть

$$\gamma = \frac{\Delta U_{\text{вых}}/U_{\text{вых}}}{\Delta T} \cdot 100\ \%. \qquad (1.18)$$

ИЭП переменного тока характеризуются дополнительными показателями качества.

Среднее квадратическое значение напряжения U переменного тока – это значение напряжения постоянного тока, производящее такой же тепловой эффект, что и напряжение переменного тока.

Тогда в соответствии с законом Джоуля – Ленца можно записать

$$\int_0^T \frac{u^2}{R}\,dt = \frac{U^2}{R} \cdot T,$$

где T – период,

t – время,

R – сопротивление резистора,

u – мгновенное напряжение переменного тока.

Отсюда следует, что среднее квадратическое значение напряжения U определяется по формуле

$$U = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T u^2\,dt}.$$

Например, для гармонического (синусоидального) напряжения (рисунок 1.21) $u = U_{max} \cdot \sin \upsilon$ значение среднего квадратического напряжения U определяется по формуле

$$U = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} U_{max}^2 \cdot \sin^2 \upsilon\,d\upsilon} = U_{max} \cdot \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot 2 \int_0^{\pi} \sin^2 \upsilon\,d\upsilon}.$$

Учитывая, что $2 \cdot \sin^2 \upsilon = 1 - \cos 2\upsilon$, интеграл в последнем выражении можно записать

$$\int_0^{\pi} \sin^2 \upsilon\,d\upsilon = \int_0^{\pi} \frac{1}{2}(1 - \cos 2\upsilon)\,d\upsilon = \frac{1}{2}\int_0^{\pi} d\upsilon - \frac{1}{2}\int_0^{\pi} \cos 2\upsilon\,d\upsilon =$$

$$= \frac{\pi}{2} - \frac{1}{2}\int_0^{\pi} \cos 2\upsilon\,d.$$

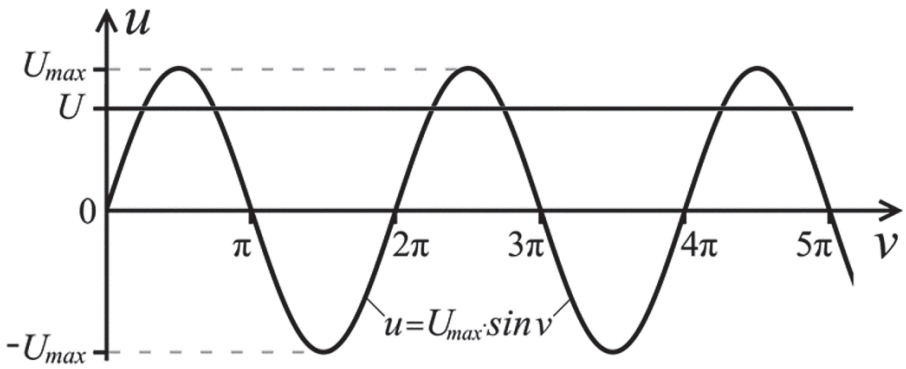


Рисунок 1.21 – Иллюстрация к определению среднего квадратического значения гармонического напряжения

Интеграл в полученном выражении целесообразно брать методом замены переменной, приняв $x = 2v$. Учитывая, что $dx = 2dv$, правая часть полученного выражения может быть записана в следующем виде

$$\frac{\pi}{2} - \frac{1}{2 \cdot 2}\int_0^{\pi} \cos 2v \cdot 2 \cdot dv \Big|_{\substack{x=2v \\ dx=2dv}} = \frac{\pi}{2} - \frac{1}{4}\int_0^{\pi} \cos x\, dx = \frac{\pi}{2} - \frac{1}{4} \cdot \sin x \Big|_0^{\pi}.$$

При применении метода замены переменной следует в последней выкладке перейти к исходной переменной. Поэтому полученное выражение примет вид

$$\frac{\pi}{2} - \frac{1}{4} \cdot \sin x \Big|_0^{\pi} = \frac{\pi}{2} - \frac{1}{4} \cdot \sin 2v \Big|_0^{\pi} = \frac{\pi}{2} - \frac{1}{4} \cdot (\sin 2\pi - \sin 0) = \frac{\pi}{2}.$$

Таким образом, формула определения значения среднего квадратического напряжения U гармонического (синусоидального) напряжения может быть записана в следующем виде

$$U = U_{max} \cdot \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot 2 \cdot \frac{\pi}{2}} = \frac{U_{max}}{\sqrt{2}} = 0{,}707 \cdot U_{max}.$$

Показателями качества ИЭП переменного тока являются коэффициент искажения формы кривой переменного напряжения (тока) $K_ф$ на нагрузке и коэффициент мощности (КМ) или Power Factor (PF) χ.

Коэффициент искажения формы кривой переменного напряжения (тока) $K_ф$ на нагрузке стабилизатора определяется отношением среднего квадратического напряжения (тока) основной гармоники U_1 (I_1) напряжения (тока) к среднему квадратическому напряжению (току) U (I), то есть

$$K_ф = \frac{U_1}{U}, K_ф = \frac{I_1}{I}. \quad (1.19)$$

Коэффициент мощности χ является важным энергетическим показателем качества электропитания РЭС, характеризующим эффективность передачи электрической энергии от сетевого источника питания в нагрузку.

Коэффициент мощности – безразмерная физическая величина, характеризующая потребителя переменного электрического тока с точки зрения наличия в нагрузке реактивной составляющей и мощности искажения (собирательное название – неактивная мощность). Следует отличать понятие «коэффициент мощности» от понятия $\cos\varphi$ («косинус фи»), который равен косинусу угла сдвига фазы переменного тока, протекающего через нагрузку, относительно приложенного к ней напряжения. Второе понятие используют в случае синусоидальных тока и напряжения, и только в этом случае оба понятия эквивалентны.

КМ определяется как отношение активной мощности $P_{\text{вх}}$, потребляемой нагрузкой, к полной мощности $S_{\text{вх}}$, потребляемой нагрузкой, и рассчитывается по формуле

$$\chi = \frac{P_{\text{вх}}}{S_{\text{вх}}}, \tag{1.20}$$

где $P_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} \cdot I_{\text{вх}}$ – входная активная мощность,

$I_{\text{вх}}$ – входной ток ИЭП,

$S_{\text{вх}}$ – полная мощность, потребляемая ИЭП от сети переменного тока.

Активная мощность расходуется на совершение работы. В случае синусоидальных тока и напряжения полная мощность представляет собой геометрическую сумму активной и реактивной мощностей. Иными словами, она равна корню квадратному из суммы квадратов активной и реактивной мощностей. В общем случае полную мощность можно определить как произведение средних квадратических значений тока и напряжения в цепи. В качестве единицы измерения полной мощности принято использовать вольт-ампер (В·А) вместо ватта (Вт).

Коэффициент мощности математически можно интерпретировать как косинус угла между векторами тока и напряжения. Поэтому в случае синусоидальных напряжения и тока коэффициент мощности совпадает с косинусом угла, на который отстоят соответствующие фазы.

Коэффициент мощности измеряется на соединении сетевой шины и потребителя. Понятно, что чем ближе значение χ к единице, тем меньше потери активной мощности. В этом случае ток i_c, потребляемый из сети, совпадает по форме и фазе с сетевым напряжением u_c.

Для повышения (почти до 1) коэффициента мощности ИЭП требуется обеспечение синусоидальности входного тока и уменьшение угла сдвига φ между входными напряжением и током. Для этих целей на входе ИЭП, устанавливается корректор коэффициента мощности.

Надо отметить, что если к источнику синусоидального напряжения (например, розетка ~220 В, 50 Гц) подключить нагрузку, в которой ток опережает или отстаёт по фазе на некоторый угол от напряжения, то на внутреннем активном сопротивлении источника выделяется повышенная мощность. На практике это означает, что при работе на нагрузку с реактивной составляющей от электростанции требуется больше отвода энергии, чем при работе на активную нагрузку; избыток передаваемой энергии выделяется в виде тепла в проводах, и в масштабах, например, предприятия потери могут быть довольно значительными.

Таким образом, значение КМ не даёт практически никакого выигрыша потребителю, так как не влияет ни на коэффициент полезного действия, ни на экономию электроэнергии (счетчики электроэнергии учитывают только активную составляющую мощности). Однако высокий КМ позволяет уменьшить нагрузку на токоподводящие линии электропередачи, снизить требования на толщину проводов, а также уменьшить их нагрев и нагрузку. В условиях промышленных производств, компьютерных центров и офисов высокий КМ позволяет уменьшить нагрузки на электропроводку и сэкономить материальные и финансовые ресурсы при реализации электросетей.

Включение в сеть переменного тока нелинейных нагрузок, таких как газоразрядные и светодиодные светильники, электродвигатели, импульсные источники электропитания приводит к тому, что потребляемый этими устройствами ток имеет импульсный характер со значительным процентом содержания высоких гармоник.

Типичным примером нелинейной нагрузки однофазной синусоидальной сети являются ИЭП, у которых на входе используется сетевой выпрямитель с емкостным фильтром, нагруженный на резистор.

Важными тактико-техническими параметрами ИЭП являются удельная выходная мощность по объему $P_{\text{вых}\,V}$ и удельная выходная мощность по массе $P_{\text{вых}\,m}$. Эти параметры определяются по формулам

$$P_{\text{вых}\,V} = P_{\text{вых}}/V_{\text{ИЭП}} \tag{1.21}$$

и

$$P_{\text{вых}\,m} = P_{\text{вых}}/m_{\text{ИЭП}}, \tag{1.22}$$

где $P_{\text{вых}}$ – выходная мощность ИЭП,

$V_{\text{ИЭП}}$ и $m_{\text{ИЭП}}$ – объём и масса ИЭП, соответственно. Удельные мощности $P_{\text{вых}\,V}$ и $P_{\text{вых}\,m}$ измеряются в Вт/дм^3 и Вт/кг, соответственно.

Параметры надёжности ИЭП оцениваются интенсивностью отказов, временем наработки на отказ и вероятностью безотказной работы. Выбор показателей надёжности определяется назначением радиоэлектронных средств. Так, наибольшую наработку на отказ должны обеспечивать РЭС, размещаемые на необслуживаемых (автономных) объектах. Наибольшая вероятность безотказной работы требуется от РЭС, функционирование которых в течение заданного времени должно быть гарантировано. К таким РЭС относятся, например, соответствующие системы ракетно-космической техники, медицинской аппаратуры, связи. Наработка на отказ отдельных составных частей (функциональных узлов) источников электропитания обычно составляет (50…100)·10^3 час, а наработка на отказ самих источников электропитания не превышает (20…70)·10^3 час. Вероятность безотказной работы ИЭП и их функциональных узлов составляет примерно 0,95 за 1000 часов непрерывной работы.

Помимо указанных параметров ИЭП должен удовлетворять требованиям по уровню создаваемых ими электромагнитных и сетевых помех. Помехи от ИЭП не должны превышать значений, установленных соответствующими стандартами.

Технические требования к характеристикам ИЭП должны выполняться в заданных условиях эксплуатации радиоэлектронных средств. Эти условия определяются назначением аппаратуры, в которой используются ИЭП, и могут существенно различаться. Если РЭС размещаются в отапливаемом помещении, то они рассчитываются на температуру окружающей среды от +5 до +40 °С, атмосферное давление не ниже 460 мм рт. ст. и относительную влажность воздуха 95 % при температуре 30 °С. Если радиоэлектронные средства размещаются на подвижных наземных носителях, то ИЭП проектируются на диапазон температуры окружающей среды от −50 до +65 °С и относительную влажность воздуха до 98…100 %.

К ИЭП предъявляются также требования устойчивости к воздействию проникающей радиации. В этом случае необходимо учитывать обратимые и необратимые изменения, происходящие в полупроводниковых структурах, конденсаторах, электромагнитных и других компонентах.

Конструкция источников электропитания должна обеспечивать заданный тепловой режим работы в течение всего срока эксплуатации, быть технологичной и позволять выполнять миниатюризацию и унификацию, а также быть удобной и безопасной при обслуживании и ремонте.

1.3.6. Применение метода наименьших квадратов для обработки экспериментальных данных

При экспериментальном исследовании характеристик ИЭП, например, нагрузочной характеристики, представляющей зависимость его выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ от тока нагрузки $I_{\text{н}}$ при постоянных температуре и входном напряжении $U_{\text{вх}}$, получают n пар значений $U_{\text{вых}\,i}$ и $I_{\text{н}\,i}$, где $i = 1, 2, \dots, n$, n – число измерений. Переход от экспериментальных точек к аналитической зависимости нагрузочной характеристики выполняют разными методами. Наиболее часто для аппроксимации экспериментальных или расчетных данных применяется метод наименьших квадратов (МНК).

Вид аналитической зависимости, которой предстоит аппроксимировать экспериментальные данные, определяется либо физическими аспектами исследуемого явления, либо техническим заданием, либо интуитивно выбирается самим исследователем. А метод наименьших квадратов позволяет определить лишь числовые коэффициенты при переменных для искомой аналитической зависимости.

Суть МНК состоит в том, что наивероятнейшими значениями коэффициентов искомой аналитической зависимости будут такие, при которых сумма квадратов отклонений экспериментальных значений функции y_i от значений самой функции y, вычисленных по искомой аналитической зависимости, для всех значений x_i будет наименьшей.

Иначе говоря, на основании n экспериментальных пар y_i и x_i следует определить $m + 1$ параметр ($m + 1$ – число искомых коэффициентов аналитической зависимости) функции

$$y = f(x, a_0, a_1, \dots, a_m), \tag{1.23}$$

которая наилучшим образом описывает массив пар y_i и x_i, то есть МНК требует выполнения условия

$$\sum_{i=1}^{n}\left(y_i - f(x_i, a_0, a_1, \dots, a_m)\right)^2 = min. \qquad (1.24)$$

Выражение (1.23) представляет собой искомое уравнение аппроксимации (уравнение регрессии), записанное в общем виде.

В уравнении (1.24) коэффициенты $a_0, a_1, \dots, a_m$ являются независимыми переменными. Для их нахождения следует из уравнения (1.24) получить и приравнять к нулю частные производные по каждому из $m+1$ параметру. Это позволит составить систему из $m+1$ уравнений с $m+1$ неизвестными $a_0, a_1, \dots, a_m$.

Практическое использование МНК требует индивидуального подхода как к выбору аппроксимирующего уравнения (1.23), так и к определению коэффициентов аппроксимации $a_0, a_1, \dots, a_m$.

Математическое обеспечение современных компьютеров содержит стандартные программы, реализующие МНК. Часто обработка по методу наименьших квадратов экспериментальных данных выполняется с помощью программы технической графики и анализа данных ORIGIN.

Для уяснения идеологии МНК целесообразно выполнить математические преобразования в наиболее простом случае (рисунок 1.22).

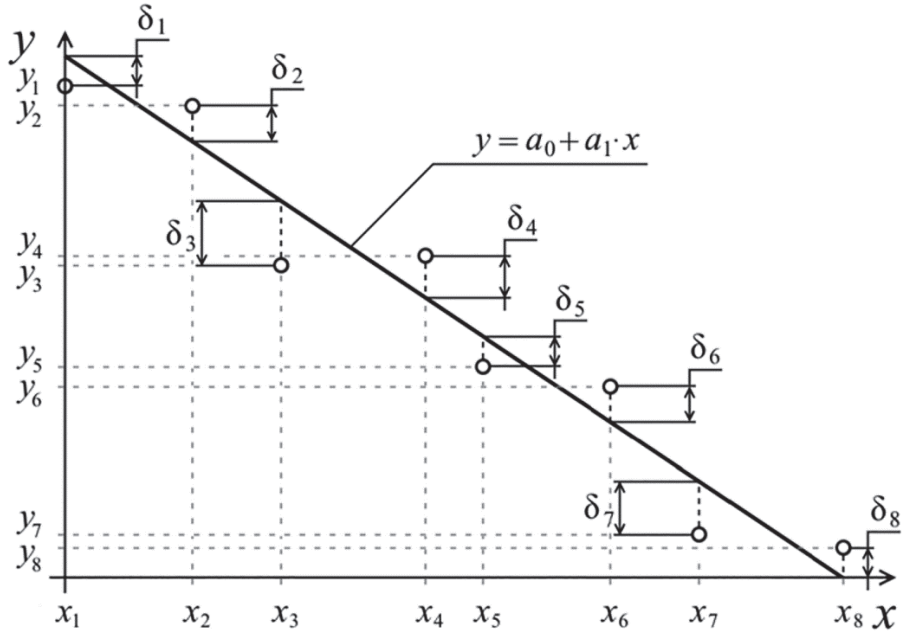


Рисунок 1.22 – Иллюстрация к выводу формул для определения коэффициентов линейной аппроксимации по методу наименьших квадратов

При выборе аппроксимирующего уравнения (1.23) в виде полинома первой степени

$$y = a_0 + a_1 \cdot x \qquad (1.25)$$

функционал J, равный сумме квадратов отклонений экспериментальных значений y_i от значений самой функции (1.25), вычисленных по искомой аналитической зависимости для всех значений x_i, должен быть наименьшим, то есть

$$J = \sum_{i=1}^{n} \delta_i^2 = \sum_{i=1}^{n} (y_i - a_0 - a_1 \cdot x_i)^2 = min. \quad (1.26)$$

Метод наименьших квадратов требует нахождения минимума функционала J (уравнение (1.26)). А это возможно при рассмотрении первых частных производных функционала J по искомым коэффициентам уравнения аппроксимации. Таким образом, можно записать

$$\frac{\partial J}{\partial a_0} = 0 \quad (1.27)$$

и

$$\frac{\partial J}{\partial a_1} = 0. \quad (1.28)$$

Выражение (1.27) с учетом формулы (1.26) можно записать

$$\frac{\partial J}{\partial a_0} = \frac{\partial}{\partial a_0} \sum_{i=1}^{n} (y_i - a_0 - a_1 \cdot x_i)^2 = 0.$$

Выполнив дифференцирование полученного уравнения, имеют

$$2 \cdot \sum_{i=1}^{n} (y_i - a_0 - a_1 \cdot x_i) \cdot (-1) \ = 0.$$

После выполнения сокращений и преобразований в полученном уравнении, получают

$$\sum_{i=1}^{n} y_i - n \cdot a_0 - a_1 \cdot \sum_{i=1}^{n} x_i = 0.$$

Из этого выражения можно записать формулу для определения коэффициента a_0 уравнения аппроксимации линейной функцией (1.25)

$$a_0 = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^{n} y_i - \frac{1}{n} \cdot a_1 \cdot \sum_{i=1}^{n} x_i. \quad (1.29)$$

Из выражения (1.28) можно записать

$$\frac{\partial J}{\partial a_1} = \frac{\partial}{\partial a_1} \sum_{i=1}^{n} (y_i - a_0 - a_1 \cdot x_i)^2 = 0.$$

После дифференцирования полученного уравнения, имеют

$$2 \cdot \sum_{i=1}^{n} (y_i - a_0 - a_1 \cdot x_i) \cdot (-x_i) \ = 0$$

или, выполнив алгебраические преобразования, получают

$$-\sum_{i=1}^{n}(x_i \cdot y_i) + a_0 \cdot \sum_{i=1}^{n} x_i + a_1 \cdot \sum_{i=1}^{n} x_i^2 = 0. \qquad (1.30)$$

Подставляя выражение (1.29) для a_0 в (1.30), имеют

$$-\sum_{i=1}^{n}(x_i \cdot y_i) + \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^{n} y_i \cdot \sum_{i=1}^{n} x_i - \frac{1}{n} \cdot a_1 \cdot \sum_{i=1}^{n} x_i \cdot \sum_{i=1}^{n} x_i + a_1 \cdot \sum_{i=1}^{n} x_i^2 = 0.$$

Из полученного соотношения можно записать формулу для определения коэффициента a_1 уравнения аппроксимации линейной функцией (1.25)

$$a_1 = \left(\frac{1}{n} \cdot (\sum_{i=1}^{n} y_i) \cdot \sum_{i=1}^{n} x_i - \sum_{i=1}^{n}(x_i \cdot y_i)\right) \Big/ \left(\frac{1}{n} \cdot \left(\sum_{i=1}^{n} x_i\right)^2 - \sum_{i=1}^{n} x_i^2\right). \qquad (1.31)$$

Уравнения (1.29) и (1.31) позволяют определить коэффициенты a_0 и a_1 при линейной аппроксимации экспериментальных данных по методу наименьших квадратов.

В качестве примера практического применения МНК можно рассмотреть аппроксимацию десяти пар ($n = 10$) экспериментальных точек y_i и x_i (рисунок 1.23).

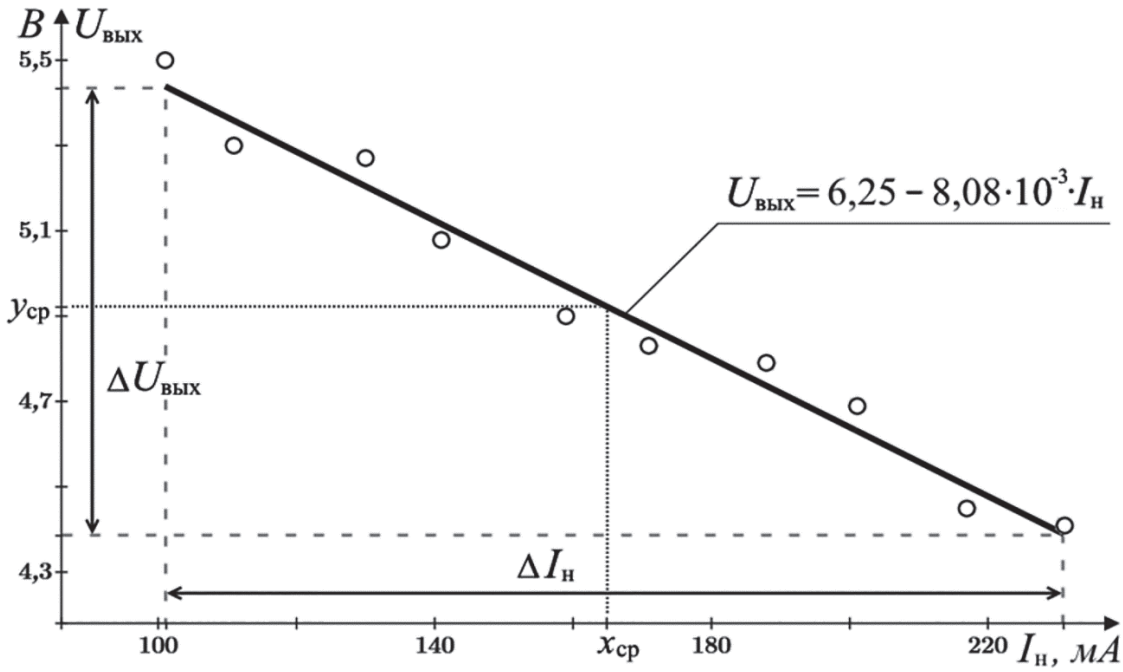


Рисунок 1.23 – Пример аппроксимации линейной функцией нагрузочной характеристики ИЭП по методу наименьших квадратов

В таблице 1.2 представлены экспериментальные результаты измерения $U_{\text{вых}\,i}$ и $I_{\text{н}\,i}$ при исследовании нагрузочной характеристики ИЭП. Индекс i соответствует текущему измерению (i изменяется от 1 до n, где n – число измерений).

Таблица 1.2

Экспериментальные результаты для построения нагрузочной характеристики ИЭП ($n = 10$)

$U_{\text{вых}\,i}$, В	5,50	5,30	5,27	5,08	4,90	4,83	4,79	4,69	4,45	4,41
$I_{\text{н}i}$, мА	101	111	130	141	159	171	188	201	217	231

На основании визуального анализа расположения экспериментальных точек, представленных на рисунке 1.23, в качестве аппроксимирующего уравнения (1.23) выбран полином первой степени (1.25).

Таким образом, по уравнениям (1.29) и (1.31) вычисляют коэффициенты a_0 и a_1.

Для экспериментальных данных, приведенных в таблице 1.2, получены следующие значения: $a_0 = 6{,}25$ В и $a_1 = -8{,}08 \cdot 10^{-3}$ В/мА. Следовательно, исследуемый ИЭП имеет нагрузочную характеристику

$$U_{\text{вых}} = 6{,}25 - 8{,}08 \cdot 10^{-3} \cdot I_{\text{н}}, \qquad (1.32)$$

которая показана на рисунке 1.23. В уравнении (1.32) $U_{\text{вых}}$ измеряется в [В], а $I_{\text{н}}$ – в [мА].

По нагрузочной характеристике $U_{\text{вых}} = f(I_{\text{н}})$ ИЭП (рисунок 1.23) определяют его динамическое сопротивление R_i, используя для этого формулы (1.2) или (1.3). При использовании формулы (1.2) необходимо иметь аналитическое выражение нагрузочной характеристики, полученное, например, после ее аппроксимации по МНК. В этом случае для каждого выбранного тока нагрузки определяют динамическое сопротивление (ведь производная вычисляется для конкретного тока нагрузки $I_{\text{н}}$). На характер нагрузочной характеристики (например, линейность) не накладываются какие-либо ограничения. Иными словами, при использовании формулы (1.2) определяют мгновенное (для каждого тока нагрузки) динамическое сопротивление ИЭП.

Для проверки правильности аппроксимации по методу наименьших квадратов нагрузочной характеристики линейной функцией можно использовать следующий факт. В уравнении (1.29) суммы $\sum_{i=1}^{n} y_i$ и $\sum_{i=1}^{n} x_i$, деленные на n, представляют собой выражения для вычисления средних арифметических $y_{\text{ср}} = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^{n} y_i$ и $x_{\text{ср}} = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^{n} x_i$ измеренных значений y и x, соответственно. Учитывая эти обозначения, уравнение (1.29) можно записать в следующем виде

$$a_0 = y_{\text{ср}} - a_1 \cdot x_{\text{ср}}$$

или

$$y_{\text{ср}} = a_0 + a_1 \cdot x_{\text{ср}}.$$

Следовательно, аппроксимирующая прямая линия должна проходить через точку с координатами $(y_{\text{ср}}; x_{\text{ср}})$. Иллюстрация такой проверки правильности выполненной аппроксимации по МНК приведена на рисунке 1.23.

Другим примером практического применения МНК можно рассмотреть аппроксимацию восьми пар ($n = 8$) экспериментальных точек y_i и x_i (рисунок 1.24). В таблице 1.3 представлены экспериментальные результаты измерения $U_{\text{вых}\,i}$ и $I_{\text{н}\,i}$ при исследовании нагрузочной характеристики ИЭП. Индекс i соответствует текущему измерению (i изменяется от 1 до n, где n – число измерений).

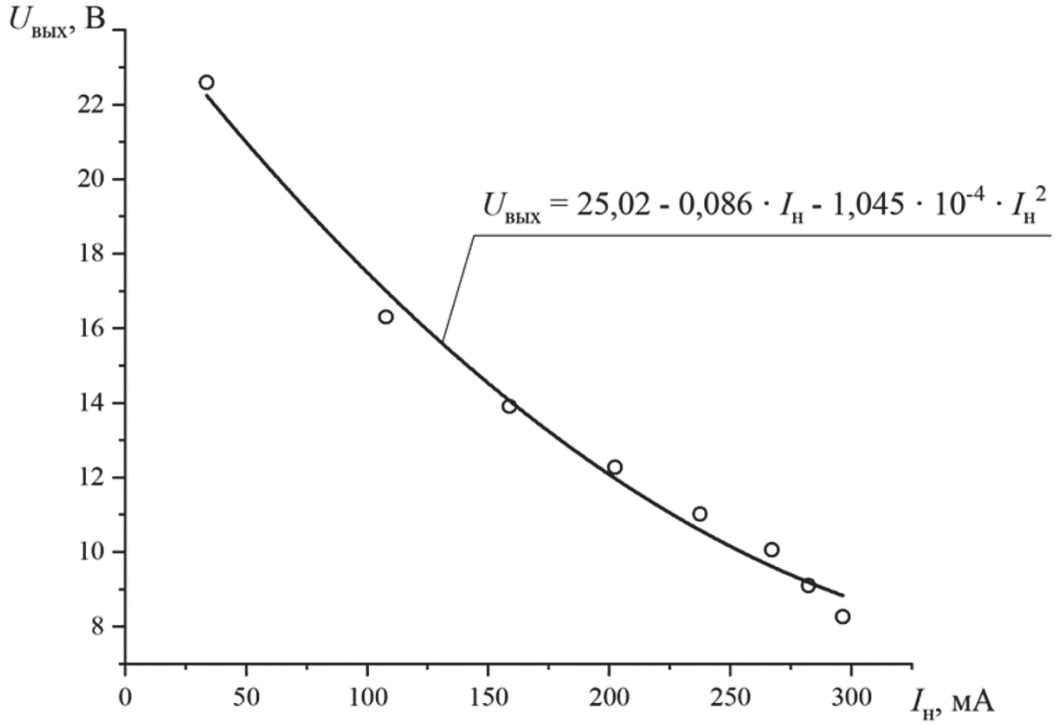


Рисунок 1.24 – Пример аппроксимации по методу наименьших квадратов нелинейной функцией нагрузочной характеристики ИЭП

Таблица 1.3

Экспериментальные результаты для построения нагрузочной характеристики ИЭП ($n = 10$)

$U_{\text{вых}\,i}$, В	22,60	16,31	13,91	12,27	11,02	10,06	9,103	8,27
$I_{\text{н}i}$, мА	33,6	107,7	158,7	202,4	237,5	267,1	282,3	296,5

По расположению экспериментальных точек, приведенных на рисунке 1.24, видно, что аппроксимируемая функция не является прямой. Поэтому для ее аппроксимации был повышен порядок функции. В качестве аппроксимирующей функции был выбран полином второй степени

$$U_{\text{вых}} = a_0 + a_1 \cdot I_{\text{н}} + a_0 \cdot I_{\text{н}}^2.$$

Пример построения нагрузочной характеристики с результатами аппроксимации представлены на рисунке 1.24. В общем случае динамическое сопротивление R_i ИЭП зависит от тока нагрузки, то есть $R_i = f(I_{\text{н}})$. Единственное исключение из этого является линейно изменяющаяся нагрузочная характеристика. Естественно, что для аппроксимации такой функции $U_{\text{вых}} = f(I_{\text{н}})$ выбирают

уравнение (1.25) $y = a_0 + a_1 \cdot x$. В этом случае абсолютное значение коэффициента a_1 равно динамическому сопротивлению ИЭП и не зависит от тока нагрузки, то есть $R_i = a_1$.

При использовании для определения динамического сопротивления R_i ИЭП формулы (1.3), записанной в конечных разностях, необходимо учитывать две особенности.

Во-первых, формула (1.3) справедлива для линейного характера изменения нагрузочной характеристики. Однако, в реальных условиях $U_{\text{вых}} = f(I_{\text{н}})$ является нелинейной функцией. Причем, чем ближе зависимость $U_{\text{вых}} = f(I_{\text{н}})$ к линейной функции, тем применение формулы (1.3) более допустимо, а результаты расчета по ней – более достоверны. Поэтому на анализируемой нагрузочной характеристике (рисунок 1.25) выделяют линейные либо близкие к ним участки: 2-3 и 4-5. Применять формулу (1.3) к участкам 1-2 и 3-4 нельзя из-за явной нелинейности $U_{\text{вых}} = f(I_{\text{н}})$.

Практический интерес имеет участок 2-3, так как на нем R_i существенно меньше, чем на участке 4-5.

Во-вторых, при выборе значений $U'_{\text{вых}}$, $U''_{\text{вых}}$, $I'_{\text{н}}$ и $I''_{\text{н}}$ надо помнить о метрологической особенности измерения малой разности больших чисел. Ведь при использовании формулы (1.3) вычисляют соответствующие разности $\Delta U_{\text{вых}} = U'_{\text{вых}} - U''_{\text{вых}}$ и $\Delta I_{\text{н}} = I'_{\text{н}} - I''_{\text{н}}$ для двух выбранных точках на линейном участке нагрузочной характеристики.

Таким образом, из рассмотренных особенностей применения формулы (1.3) для определения R_i ИЭП следуют практические рекомендации: для заданного диапазона токов нагрузки надо выбрать линейный участок нагрузочной характеристики; значения токов $I'_{\text{н}}$ и $I''_{\text{н}}$ надо выбрать максимально удаленные друг от друга, но не выходящие за границу рассматриваемого линейного участка нагрузочной характеристики.

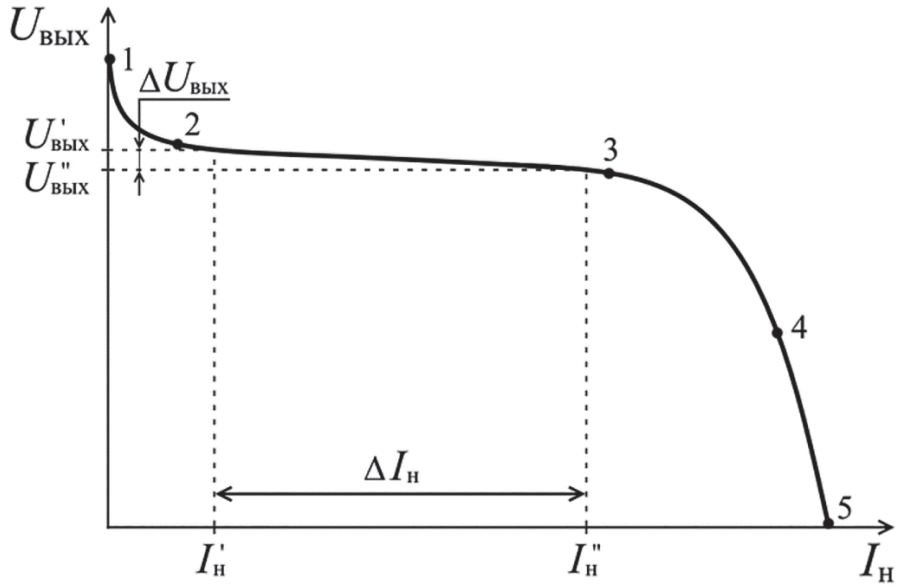


Рисунок 1.25 – Иллюстрация определения динамического сопротивления ИЭП при нелинейном характере его нагрузочной характеристики

В качестве примера реализации рассмотренных особенностей применения формулы (1.3) можно рассмотреть определение R_i по нагрузочной характеристике, показанной на рисунке 1.23. Учитывая, что нагрузочная характеристика имеет линейный характер, то значения $I'_{\text{н}}$ и $I''_{\text{н}}$ выбирают на концах исследованного диапазона изменения тока нагрузки. Затем, используя построенное уравнение аппроксимации (а не экспериментальные значения $U_{\text{вых}}$) определяют $U'_{\text{вых}}$ и $U''_{\text{вых}}$.

Расчеты показали, что $\Delta I_{\text{н}} = 128$ мА и $\Delta U_{\text{вых}} = 1{,}02$ В. Следовательно, динамическое сопротивления R_i ИЭП, рассчитанное по формуле (1.3), равно 7,97 Ом.

Ранее отмечалось, что при линейной аппроксимации нагрузочной характеристики коэффициент a_1 (уравнение (1.25)) численно равен динамическому сопротивлению. Для рассматриваемого примера относительное расхождение рассчитанного R_i по формуле (1.3) и коэффициентом a_1 из линейного уравнения аппроксимации по МНК равно $\left(\frac{8{,}08-7{,}97}{8{,}08}\right) \cdot 100\ \% = 1{,}4\ \%$. Это вполне допустимое расхождение определения R_i двумя методами. Оно вполне объяснимо тем, что значения $U'_{\text{вых}}$, $U''_{\text{вых}}$, $I'_{\text{н}}$ и $I''_{\text{н}}$ определены по графику с некоторой погрешностью.

Проверка правильности аппроксимации нагрузочной характеристики линейной функцией и достоверности построения ее на графике (рисунок 1.23) является совпадение значения a_0 из уравнения (1.25) со значением $U_{\text{вых}}$ при экстраполяции уравнения аппроксимации до пересечения с осью $U_{\text{вых}}$ при токе нагрузки равном нулю.

1.3.7. Метрологическая культура представления результатов экспериментальных и вычислительных исследований

Одной из компетенций, которой должен обладать современный человек, является его метрологическая культура. В ее формировании важную и в значительной степени определяющую роль выполняет лабораторный и компьютерный практикум.

Результаты экспериментальных и вычислительных исследований и компьютерного моделирования, как правило, представляются в виде соответствующих графиков. Графическое представление информации позволяет повысить эффективность ее восприятия за счет визуализации.

При построении графиков необходимо рационально использовать площадь графика. Более того, для сравнительного визуального и количественного анализа режимов исследуемого устройства целесообразно на одном графике показывать несколько кривых.

Поэтому часто на одном графике строят несколько кривых, причём диапазоны изменения их параметров могут не совпадать. Пример отображения на одном графике информации о результатах исследования трёх нагрузочных характеристик показан на рисунке 1.26.

Выполняя такую процедуру, следует помнить о некоторых рекомендациях.

Оси координат можно располагать не только традиционно слева и внизу графика, но и справа и вверху графика.

Масштаб по осям декартовых координат выбирают таким, чтобы линия графика имела к ним наклон ~45 градусов.

Совсем не обязательно совмещать начало координаты с нулевым значением соответствующей величины.

При нанесении на оси координат единицы масштаба следует указывать только округленные значения, а середину отрезка между соседними значениями отмечать выносным штрихом (зарубком) без указания его числового значения.

В конце координатной оси указывают обозначение физической величины и её единицу измерения.

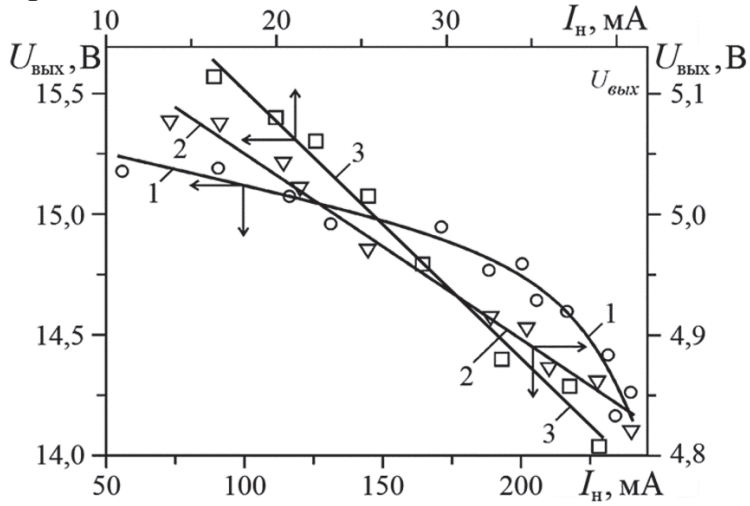


Рисунок 1.26 – Иллюстрация построения на одном графике трёх нагрузочных характеристик, имеющих различные диапазоны изменения аргументов

Каждая серия измерений на графике обозначается индивидуальными значками, например, «o», «x», «¤», «*», «ō», «Δ», «ɵ», «■», «▲», «►», «▼», «◄», «◊», «☼» и так далее. В этом случае визуализация конкретной серии измерений значительно улучшается. Экспериментальные точки, относящиеся к одной серии измерений, аппроксимируют, например, по методу наименьших квадратов, соответствующей функцией, которая также отображается на графике и для удобства отмечается арабской и/или римской цифрой.

Оси координат, в которых построена функция, указываются выносными линиями со стрелками, исходящими из соответствующего графика.

С учетом этих рекомендаций и требований к оформлению графиков и построен рисунок 1.26.

1.3.8. Расчет систематических погрешностей измерений

Физические величины характеризуются своим количественным значением и погрешностью определения. В лабораторной практике часто используются два термина: «измеряемая физическая величина» и «оцениваемая физическая величина».

Измеряемая физическая величина характеризуется как количественным значением, так и погрешностью определения.

Оцениваемая физическая величина характеризуется только количественным значением.

При экспериментальном исследовании характеристик и параметров ИЭП используются стрелочные и цифровые измерительные приборы (ИП), для которых оценки систематических погрешностей имеют специфические особенности.

При этом необходимо помнить и учитывать две метрологических особенности.

Во-первых, об измерении малой разности больших чисел.

Во-вторых, об использовании шкалы отношений. Шкала отношений позволяет исключить необходимость знания коэффициента пропорциональности между значением измеряемой величины y и значением аргумента x. Например, при исследовании линейно изменяющихся функций $y_1 = kx_1$ и $y_2 = kx_2$ их отношение y_1/y_2 не зависит от коэффициента пропорциональности k. При использовании шкалы отношений следует быть уверенным в линейном характере исследуемых функций $y_1 = kx_1$ и $y_2 = kx_2$.

1.3.8.1. Расчет систематической погрешности аналоговых измерительных приборов

Аналоговые (стрелочные) измерительные приборы характеризуются классом точности γ, выраженным одним числом.

Класс точности γ – это наименьшая относительная погрешность, с которой данным ИП можно выполнить измерение конкретной величины.

По определению класс точности аналоговых измерительных приборов равен

$$\gamma = \frac{\Delta U}{U_к} \cdot 100\ \%, \tag{1.33}$$

где ΔU – абсолютная предельно допускаемая погрешность,

$U_к$ – конечное значение шкалы ИП, на которой выполнено измерение.

Из выражения (1.33) вычисляют абсолютную предельно допускаемую погрешность (при заданных значениях γ и $U_к$) измерительного прибора

$$\Delta U = \frac{\gamma \cdot U_к}{100\ \%}, \tag{1.34}$$

(здесь ΔU выражается в тех же единицах что и $U_к$).

Учитывая, что относительная погрешность ε определения физической величины U равна

$$\varepsilon = \frac{\Delta U}{U} \cdot 100\ \%, \tag{1.35}$$

(выражается в процентах), то с учетом формулы (1.34) из (1.35) можно получить

$$\varepsilon = \gamma \cdot \frac{U_к}{U}, \%. \tag{1.36}$$

Из формулы (1.36) следует, что чем ближе значение измеряемой величины U к конечному значению шкалы $U_к$ используемого средства измерения, тем

меньше относительная погрешность ε определения U. В частности, при $U = U_к$ относительная погрешность ε определения физической величины U равна классу точности γ используемого средства измерения, то есть $\varepsilon = \gamma$.

Это является иллюстрацией физического смысла класса точности средства измерения.

1.3.8.2. Расчет систематической погрешности цифровых измерительных приборов

Цифровые измерительные приборы характеризуются классом точности, обозначаемым, как правило, двумя числами c и d, разделенными косой чертой, например c/d (таблица 1.4). В этом случае относительная погрешность ε измерения физической величины U цифровым измерительным прибором определяется формулой

$$\varepsilon = c + d \cdot \left(\frac{U_к}{U} - 1\right), \% \qquad (1.37)$$

(и выражается в процентах).

Следует отметить, что для вольтметра В7-16 относительная погрешность измерения определяется не по формуле (1.37), а по формуле

$$\varepsilon = c + d \cdot \frac{U_к}{U}, \%. \qquad (1.38)$$

Таблица 1.4

Класс точности некоторых цифровых измерительных приборов

Тип прибора	Измеряемая величина				
	$U_{_}$	$U_{\sim}$	$I_{_}$	$I_{\sim}$	R
В7-16	0,05/0,05	0,5/0,02	–	–	0,2/0,02
В17-16А	0,1/0,05	0,2/0,05	–	–	0,2/0,05
Щ 4313	0,25/0,1	1,0/0,5	0,4/0,2	1,0/0,5	0,5/0,25

Формулы (1.37) и (1.38) показывают, что наименьшая относительная погрешность измерения соответствующей физической величины с помощью цифрового измерительного прибора при $U = U_к$ численно равна числу с, определяющим постоянную составляющую в относительной погрешности измерения ε.

Зная относительную погрешность измерения ε по формуле

$$\Delta U = \frac{\varepsilon \cdot U}{100\%}, \qquad (1.39)$$

получаемой из (1.35), определяют абсолютную погрешность ΔU измерения конкретной величины U.

Абсолютная погрешность ΔU измеряется в единицах измерения соответствующей физической величины U.

Надо отметить, что некоторые современные цифровые мультиметры характеризуются разрядностью. Простые цифровые мультиметры, как правило, имеют разрядность 2,5 цифровых разряда, что соответствует относительной

погрешности около 10 %. Более распространены приборы с разрядностью 3,5 (погрешность около 1,0 %). Разрядность цифрового мультиметра, например, «3,5» означает, что дисплей прибора показывает 3 полноценных разряда, с диапазоном цифр от 0 до 9, и 1 разряд – с ограниченным диапазоном. Так, прибор типа «3,5» разряда может, например, индицировать показания измеряемой величины в пределах от 0,000 до 1,999. При выходе значения измеряемой величины за эти пределы требуется переключение прибора на другой диапазон (ручное или автоматическое). Важно помнить, что количество разрядов не определяет погрешность прибора. Метрологические параметры прибора зависят от разрядности его аналого-цифрового преобразователя, качества защиты от внешних наводок и качества выполненной метрологической поверки.

Класс точности измерительного прибора определяется заводом-изготовителем или лабораторией метрологического контроля и указывается либо на шкале, либо в паспорте прибора.

1.3.8.3. Оформление результатов измерений

При оформлении результатов исследований необходимо выполнять правила записи чисел.

Значащие цифры данного числа – это все цифры от первой слева, не равной нулю, до последней цифры, записанной справа (в том числе равной нулю) (таблица 1.5).

Особенность определения значащих цифр числа состоит в том, нули, следующие из множителя 10^n, не учитываются. Таким образом, нули, стоящие слева от первой цифры анализируемого числа, не равной нулю, не являются значимыми.

Например, числа 0,5, 0,05, 0,005 и 0,0005 имеют одну значащую цифру и их удобно представлять со множителем 10^n в следующем виде: $5 \cdot 10^{-1}$, $5 \cdot 10^{-2}$, $5 \cdot 10^{-3}$ и $5 \cdot 10^{-4}$.

Однако, нули, стоящие справа от последней цифры анализируемого числа, являются значимыми. Например, числа 0,50, 0,500 и 0,5000 имеют две, три и четыре значащие цифры, соответственно. Нули, стоящие справа от последней цифры анализируемого числа, отражают метрологическую сторону числа. Эти числа можно записать со множителем 10^n в следующем виде: $50 \cdot 10^{-2}$, $500 \cdot 10^{-3}$ и $5000 \cdot 10^{-4}$.

Таблица 1.5

Примеры определения числа значащих цифр

Число	Количество значащих цифр
220	три
12,0	три
50	две
5,0	две
0,5	одна

Окончание таблицы 1.5

Число	Количество значащих цифр
0,05	одна
0,050	две
$120 \cdot 10^3$	три
0,514	три
0,0078	две
$7{,}8 \cdot 10^{-3}$	две

Это позволяет различать записи приближенных чисел по количеству значащих цифр. Следует различать, например, числа 3,4 и 3,40. Запись 3,4 означает, что верны только цифры, определяющие целую часть числа и его десятые. Запись 3,40 означает, что верны и сотые доли.

Запись 220 означает, что все цифры верны. Однако, если, например, за последнюю цифру ручаться нельзя, то рассматриваемое число должно быть записано $22 \cdot 10^1$ или $2{,}2 \cdot 10^2$.

Если в числе 4720 верны лишь две первые цифры, то оно должно быть записано в виде $47 \cdot 10^2$ или $4{,}7 \cdot 10^3$.

Если необходимо указать, что число является точным, то после числа должно быть указано слово «точно» или последняя значащая цифра должна печататься жирным шрифтом. Например, 1 кВт·ч = 3600000 Дж (точно) или 3600000 Дж.

Число, для которого указывается допускаемое отклонение, должно иметь последнюю значащую цифру того же разряда, как и последняя значащая цифра отклонения.

В таблице 1.6 приведены примеры правильных и неправильных записей.

Таблица 1.6

Примеры правильной и неправильной записи числа, для которого указано допускаемое отклонение

Правильно	Неправильно
17,0 ±0,2	17 ±0,2 или 17,00 ±0,2
12,13 ±0,17	12,13 ±0,2 или 12,1 ±0,17
5,00 ±0,25	5 ±0,25
46,40 ±0,15	46,4 ±0,15 или 46,402 ±0,15

Числовое значение величины и абсолютная погрешность её определения записываются с указанием одной и той же единицы физической величины. Например, (68,497 ±0,013) В.

Диапазон (интервал) между числовыми значениями величин записывают следующим образом: от 60 до 100 или свыше 100 до 120.

Основные правила округления чисел заключаются в следующем.

Округление числа представляет собой отбрасывание значащих цифр справа до определенного разряда с возможным изменением цифры этого разряда. Например, при округлении числа 132,48 до четырех значащих цифр следует писать 132,5.

В случае если первая из отбрасываемых цифр (считая слева направо) меньше пяти, то последняя сохраняемая цифра не изменяется. Например, округление числа 12,23 до трех значащих цифр дает 12,2.

В случае если первая из отбрасываемых цифр (считая слева направо) равна 5 или больше 5, то сохраняемая цифра увеличивается на единицу. Например, при округлении числа 0,145 до двух значащих цифр следует писать 0,15.

В тех случаях, когда необходимо учитывать результаты предыдущих округлений, поступают следующим образом. Во-первых, если отбрасываемая цифра получилась в результате предыдущего округления в большую сторону, то последняя сохраняемая цифра не изменяется. Например, округление до одной значащей цифры числа 0,35 (полученного после округления числа 0,349) дает 0,3. Во-вторых, если отбрасываемая цифра получилась в результате предыдущего округления в меньшую сторону, то последняя сохраняемая цифра увеличивается на единицу. Например, округление числа 0,35 (полученного в результате предыдущего округления числа 0,352) дает 0,4.

Учитывая, что при многоэтапном округлении необходимо знать предысторию процедуры, то целесообразно округление выполнять только в числе, отражающем конечный результат, сразу до требуемого количества значащих цифр, а не по этапам. Например, округление числа 565,46 до трех значащих цифр дает 565.

В случае округления числа 565,46 до трех значащих цифр в два этапа, без учета приведенных выше рекомендаций, можно получить ошибочный результат. Например, в первом этапе при округлении числа 565,46 получают 565,5, а во втором этапе округления числа 565,5 получают 566, что является ошибочным результатом.

Целые числа округляют по тем же правилам, что и дробные. Например, округление числа 12456 до двух значащих цифр дает $12 \cdot 10^3$.

При изложении результатов исследований, расчетов и моделирования необходимо использовать корректный с технической и метрологической точек зрения язык.

В таблице 1.7 приведены примеры часто встречающихся ошибок в применении некоторых физических, технических и метрологических терминов и определений.

Очень важно не путать понятия и термины «погрешность измерений» и «точность измерений» (а также понятия и термины «погрешность средства измерений» и «точность средства измерений»).

В отличие от понятия «погрешность измерений» понятие «точность измерений» не является строгим, количественно определенным понятием и используется лишь для качественного описания измерений (прежде всего в разговорной практике и в изданиях, не относящихся к числу технических или, тем более,

метрологических). Обычно под высокоточными измерениями понимают измерения с малой погрешностью и, наоборот, – под низкоточными измерениями понимают измерения с большой погрешностью.

Таблица 1.7

Примеры часто встречающихся ошибок в применении некоторых физических, технических и метрологических терминов и определений

Неправильно	Правильно	Объяснение
Сопротивление	Резистор	Резистор – электрорадиоэлемент, одним из основных его параметров является сопротивление
Емкость	Конденсатор	Конденсатор – электрорадиоэлемент, одним из основных его параметров является емкость
Замерить, промерить, замер	Измерить, измерение	Термин «измерение» является исходным корректным термином
Измерительный инструмент	Средство измерений	
Величина тока	Сила тока	Термин «величина» характеризует свойство, но не количество
Величина массы	Масса (Значение массы)	Термин «величина» характеризует свойство, но не количество
Число оборотов	Частота вращения	Физическая величина и ее единица – разные понятия. Наименования единиц не должны использоваться вместо наименований физических величин
Диапазон измерений 1000 В	1. Диапазон измерений от 0 до 1000 В 2. Верхний предел диапазона измерений 1000 В	Диапазон – область значений измеряемой величины, ограниченная ее нижним и верхним пределами
Стабильность показаний прибора ±0,3 % в течение года	Нестабильность показаний прибора в течение года составляет ±0,3 % от верхнего предела измерений	В качестве характеристики нестабильности показаний средств измерений принимают допускаемые отклонения от некоторого выбранного (нормирующего) значения
Отклонение должно быть не более	Отклонение не должно быть более	В технической документации нормируются требования к показателям качества, а не к нормам дефекта
Емкость бака	Вместимость бака	Корректным считается применение термина «емкость» в радиотехнике
Вес 0,2 кг	Масса 0,2 кг	Вес – это сила, измеряемая в Н. Масса – это мера инертности (податливости) и измеряется в кг
Значение действующего напряжения (тока)	Значение среднего квадратичного напряжения (тока)	Действующее напряжение (ток) – это устаревший термин
Значение эффективного напряжения (тока)	Значение среднего квадратичного напряжения (тока)	Эффективное напряжение (ток) – это устаревший термин

Термин «точность» корректно использовать лишь в понятии «класс точности», которое широко применяется в практике нормирования метрологических характеристик средств измерений. При этом надо говорить, к примеру, не класс точности ±0,1 %, а класс точности 0,1.

Корректным является использование термина «погрешность измерений» («погрешность средства измерений») лишь с указанием того, какого рода характеристика погрешности измерений или характеристика погрешности средства измерений имеется в виду. В технической документации регламентируются обычно численные значения одной из следующих характеристик погрешности: абсолютной, относительной или приведенной погрешности (последняя характеристика погрешности, как правило, используется для выражения точностных свойств измерений).

При этом разряды последних значащих цифр при выражении результата измерений и значений абсолютной погрешности измерений должны быть одними и теми же.

При регистрации данных в процессе эксперимента необходимо учитывать следующие нюансы.

Во-первых, надо использовать ту шкалу измерительного прибора, предельное значение которой наиболее близко к значению измеряемой величины.

Во-вторых, записывать все разряды числа, отображаемые на индикаторе измерительного прибора.

При записи результата измерения необходимо обратить внимание на правильную запись количества значащих цифр. Рекомендуется указывать численные значения погрешности измерений с использованием не более двух значащих цифр.

В учебном эксперименте принято округление начинать с абсолютной погрешности ΔU, где оставляют одну значащую цифру, после чего измеренную величину U округляют до той же значащей цифры, что и в ΔU. Иначе говоря, числа, характеризующие значение измеряемой величины U и оценку ее абсолютной погрешности ΔU, должны заканчиваться цифрами одинакового разряда. При этом ноль в конце числа является значащим. Например, корректными являются следующие записи: $I = (5{,}30 \pm 0{,}07)$ А, $R = (3{,}7 \pm 0{,}2)$ Ом, $U = (20{,}9 \pm 0{,}3)$ В, $U = (19{,}47 \pm 0{,}13)$ В.

1.4. Контрольные вопросы

1. Какие функции выполняют источники электропитания радиотехнических устройств?
2. Какие источники энергии используются в автономной аппаратуре мобильной связи?
3. Какие преобразования токов реализуются в ИЭП?
4. Имеется ли на входе современных ИЭП, использующих энергию промышленной сети переменного тока, сетевой трансформатор?

5. В чем разница централизованного и децентрализованного электропитания технических систем?
6. Нарисуйте структурную схему современного ИЭП, использующего энергию однофазной промышленной сети переменного тока.
7. Нарисуйте структурную схему современного ИЭП для централизованного и децентрализованного электропитания РТУ.
8. Чем отличаются ИЭП, питающиеся от сети переменного тока, от источника электропитания постоянного тока?
9. Что означает термин «ИЭП построен по бестрансформаторной схеме»?
10. Нарисуйте структурную схему современного ИЭП использующего батарейное питание.
11. В чем принципиальная схемотехническая разница традиционных и современных ИЭП?
12. Какими методами достигнуто уменьшение массогабаритных параметров современных источников электропитания?
13. Для чего в современных ИЭП производится преобразование сетевого напряжения с частотой ~50 Гц в напряжение высокой частоты (до ~1 МГц)?
14. Какие методы уменьшения массогабаритных параметров ИЭП наиболее часто реализуются?
15. Исходя из каких соображений выбирают температуру фазового перехода теплоносителя в тепловых трубах, применяемых в радиоэлектронных средствах?
16. Почему отвод тепла от термонагруженных электрорадиоэлементов за счет плавления, например, парафина не применяется в компьютерной технике?
17. Почему при переходе от линейного регулирования к импульсному уменьшаются массогабаритные параметры ИЭП?
18. В чем состоит принцип действия тепловой трубы?
19. Почему современные ИЭП строятся по бестрансформаторной схеме?
20. Содержат ли современные ИЭП, то есть бестрансформаторные устройства, в своей структуре трансформатор?
21. Перечислите основные характеристики ИЭП.
22. Перечислите основные параметры ИЭП.
23. Запишите формулу для определения коэффициента стабилизации выходного напряжения по входному и назовите единицу его измерения.
24. Исходя из каких соображений выбирают участок стабилизации на передаточной характеристике ИЭП?
25. Какой параметр ИЭП определяется по его нагрузочной характеристике? Запишите расчетную формулу определения этого параметра.
26. Как выбрать наилучший ИЭП из нескольких однотипных, если имеются только их нагрузочные характеристики?
27. Зависит ли динамическое сопротивление ИЭП от его тока нагрузки для нагрузочной характеристики, изменяющейся по линейному закону?
28. Зависит ли динамическое сопротивление ИЭП от его тока нагрузки для нагрузочной характеристики, изменяющейся по нелинейному закону?

29. Какое значение динамического сопротивления имеет идеальный стабилизатор напряжения?
30. Как связано КПД ИЭП с его динамическим сопротивлением?
31. Какой из коэффициентов стабилизации выходного напряжения по входному лучше и почему: $K_U = 0{,}999$ или $K_U = 999$?
32. Какое значение коэффициента стабилизации выходного напряжения по входного имеет идеальный стабилизатор напряжения?
33. Что такое коллекторная характеристика биполярного транзистора и как она связана с мощностью, рассеиваемой на регулирующем транзисторе?
34. Какие требования следует выполнять при построении графиков?
35. Что такое класс точности измерительного прибора?
36. Что является иллюстрацией физического смысла класса точности измерительного прибора?
37. Какой вид имеет формула для определения относительной погрешности измерений с помощью цифрового прибора?
38. Что такое разрядность цифровых мультиметров?
39. Как определяется число значащих цифр числа?
40. Перечислите основные правила округления чисел.
41. В каком случае погрешность измерения будет меньшей: если измерения выполняются в начале шкалы измерительного прибора или в конце шкалы измерительного прибора?
42. Как правильно говорить: «… в схему включено сопротивление $R1$…» или «… в схему включен резистор $R1$…»?
43. Должны ли быть одними и теми же разряды последних значащих цифр результата измерений и его абсолютной погрешности?
44. Верна ли с метрологической точки зрения запись: сетевое напряжение 220 В ±10 %?
45. Верна ли с метрологической точки зрения запись: сетевое напряжение (220 ±22) В?
46. Верна ли с метрологической точки зрения запись: сетевое напряжение от 198 до 242 В?

ГЛАВА 2.
СТАТИЧЕСКИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ КОМПОНЕНТЫ

К статическим электромагнитным компонентам, используемым в источниках электропитания радиотехнических устройств, относятся трансформаторы и дроссели.

2.1. Трансформаторы

Трансформатор – это статическое электромагнитное устройство, имеющее две или более индуктивно связанных обмоток и предназначенное для преобразования посредством электромагнитной индукции одной или нескольких систем переменного тока в одну или несколько других систем переменного тока.

Трансформаторы имеют две или более индуктивно связанных обмоток и позволяют: осуществлять гальваническую (электрическую) развязку электрических цепей; масштабировать (преобразовывать) одну или нескольких систем переменного тока в одну или несколько других систем переменного тока; изменять число фазных напряжений.

Условное графическое обозначение (УГО) трансформаторов на принципиальных электрических схемах показано на рисунке 2.1.

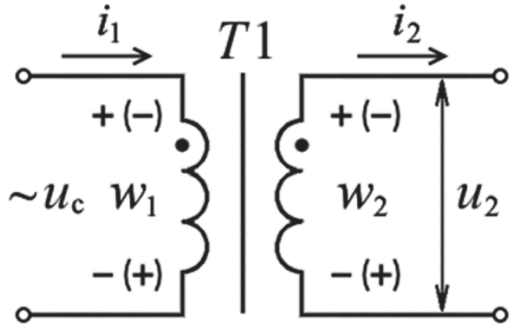


Рисунок 2.1 – Принципиальная электрическая схема двухобмоточного трансформатора с согласно включенными обмотками

Первичной обмоткой трансформатора $T1$ называют обмотку w_1, к которой приложено сетевое (входное) напряжение u_c, а вторичной обмоткой называют обмотку w_2, с которой снимают выходное напряжение u_2. Современные трансформаторы, как правило, имеют две первичные и несколько (до ∼15…20) вторичных обмоток. С этой точки зрения трансформатор, схема которого приведена на рисунке 2.1, является двухобмоточным. Общие вопросы применения трансформаторов в ИЭП удобно рассмотреть именно на таком трансформаторе.

Начало обмотки указывается точкой, размещаемой у соответствующей обмотки. Первичная и вторичная обмотки трансформатора могут быть включены либо согласно (как на рисунке 2.1), либо встречно. При согласном включении обмоток один и тот же магнитный поток наводит на них ЭДС одинаковой

полярности. Из рисунка 2.1 видно, что если ток i_1 первичной обмотки w_1 втекает в начало обмотки, то ток i_2 вторичной обмотки w_2 вытекает из ее начала. При этом полярность напряжений u_c и u_2 на обмотках совпадает. Аналогично, если ток i_1 втекает в конец первичной обмотки, то и ток i_2 вытекает из конца вторичной обмотки, при этом полярность напряжений u_c и u_2 на обмотках совпадает.

Мощность трансформаторов измеряется не в Вт, а в В·А.

Основной параметр трансформаторов – это коэффициент трансформации $К_{тр}$, определяемый отношением напряжения U_2 на вторичной обмотке трансформатора в режиме холостого хода к напряжению U_1 на первичной обмотке трансформатора, то есть

$$К_{тр} = \frac{U_2}{U_1}. \quad (2.1)$$

Часто коэффициент трансформации $К_{тр}$ определяют как отношение числа витков w_2 вторичной обмотки трансформатора к числу витков w_1 первичной обмотки трансформатора, то есть

$$К_{тр} = \frac{w_2}{w_1}. \quad (2.2)$$

Другим значимым параметром трансформаторов является напряжение, приходящееся на один виток, который определяется напряжением на одном витке и измеряется числом вольт приходящихся на виток.

В конструкторской документации приводится полное условное обозначение трансформатора, которое состоит из слова «трансформатор», сокращенного обозначения типа трансформатора, условного порядкового номера в ряду выбранного типа трансформаторов, номинального питающего напряжения, частоты питающей сети и вида климатического исполнения. Маркировка сетевых трансформаторов выполняется по следующему правилу:

ТXXY-U_1/U_2-Г-В,

где Т – означает принадлежность данного элемента к группе трансформаторов;

XX – одна или группа букв обозначающих принадлежность к типу силовых трансформаторов (А – анодный – для питания цепей с повышенным напряжением;

Н – накальный – для питания цепей с пониженным напряжением;

АН – анодно-накальный – для совместного питания цепей с повышенным и пониженным напряжением;

ПП – для питания устройств полупроводниковой техники;

С – для питания бытовой аппаратуры);

Y – обозначает заводской номер серии данного типа трансформатора в ряду трансформаторов;

U_1/U_2 – номинальное напряжение сетевого питания выраженное в В (может быть использовано напряжение либо U_1, либо U_2);

Г – рабочая частота сетевого напряжения, выраженная в Гц;

В – буквенное обозначение климатического исполнения (В – всеклиматическое;
ТС – тропическое с сухим климатом;
ТВ – тропическое с влажным климатом;
УХЛ – умеренного и холодного климата).

Пример условного обозначения трансформатора для питания полупроводниковых устройств с порядковым номером 323, номинальным питающим напряжением сети 127 или 220 В, частотой 50 Гц и всеклиматического исполнения: трансформатор ТПП 323-127/220-50 В.

Принципиальная электрическая схема нескольких типов трансформаторов показана на рисунке 2.2.

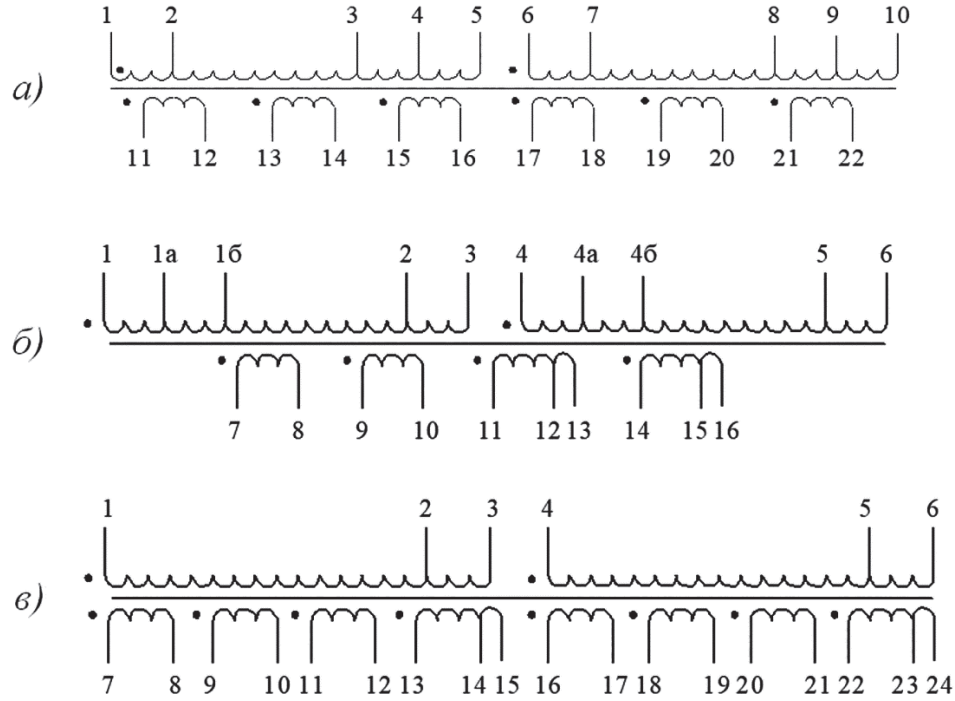


Рисунок 2.2 – Схемы принципиальные ряда типов сетевых трансформаторов: а – ТА, ТПП; б – ТН; в – ТАН

Сетевые трансформаторы всех типов, как правило, имеют две первичные обмотки, которые работают с питающим напряжением 220 В или 127 В. Иногда, с целью снижения массогабаритных параметров, при использовании сетевого напряжения 220 В частотой 50 Гц делают одну первичную обмотку без отводов.

Схема включения обмоток, приведенная на рисунке 2.2, *а,* используется в трансформаторах типа ТА и ТПП.

У трансформаторов типа ТА имеется большое число вторичных обмоток с достаточно высоким напряжением и небольшим током, которое, после выпрямления и стабилизации, применяют как анодное напряжение ламповых конструкций.

У трансформаторов типа ТПП тоже имеется большое число обмоток для сравнительно малого напряжением, но достаточно высокого тока. Данный тип

трансформаторов используется в ИЭП для питания полупроводниковых устройств, где не требуется высоких напряжений, но должен быть обеспечен достаточно большой ток.

Схема включения обмоток, приведенная на рисунке 2.2, *б*, используется в трансформаторах типа ТН. У этих трансформаторов имеется малое число вторичных обмоток с достаточно большими токами, но низкими напряжениями. Такие трансформаторы предназначены для питания катодных цепей ламповых устройств.

Схема, приведенная на рисунке 2.2, *в*, соответствует трансформаторам типа ТАН. У этих трансформаторов имеются вторичные обмотки с достаточно большими напряжениями и небольшим током, а также несколько обмоток с маленькими напряжениями, но большими токами. Номиналы напряжений и токов обмоток трансформаторов, а также их соединение можно найти в справочниках.

Для получения необходимых напряжений вторичные обмотки трансформаторов соединяют либо согласно, либо встречно.

В справочной литературе приводится исчерпывающая информация о трансформаторах. Например, для малогабаритных трансформаторов типа ТА с частотой питающей сети 400 Гц указано следующее: конструкция и размеры; назначение; габаритные и установочные размеры; условия эксплуатации.

Конструкция трансформаторов способна противостоять механическим и климатическим воздействиям, сохранять работоспособность при повышенной влажности и во всех случаях тепловых воздействий обеспечивать необходимый запас электрической прочности изоляции обмоток.

На рисунке 2.3 показана электрическая схема малогабаритного трансформатора типа ТА предназначенного для питания анодных цепей РЭС промышленного назначения с номинальным напряжением питающей сети 40, 115 или 220 В и частотой 400 Гц.

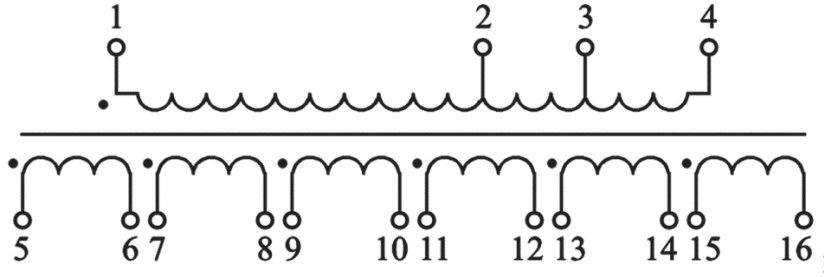


Рисунок 2.3 – Электрическая схема малогабаритного трансформатора типа ТА, предназначенного для питания анодных цепей РЭС промышленного назначения с номинальным напряжением питающей сети 40, 115 или 220 В и частотой 400 Гц

В таблице 2.1 приведены напряжения на отводах первичной обмотки трансформаторов типа ТА с частотой питающей сети 400 Гц.

Основные электрические параметры малогабаритных трансформаторов типа ТА с частотой питающей сети 400 Гц в номинальном режиме приведены в таблице 2.2.

Таблица 2.1

Напряжения на отводах первичной обмотки трансформаторов типа ТА с частотой питающей сети 400 Гц

Тип трансформатора	Номинальное напряжение сети, В	Выводы	Напряжение на отводах, В	
			1–2	1–4
ТА	40	1–3	37,6	42,4
	115	1–3	108	122
	220	1–3	200	233

Таблица 2.2

Электрические параметры некоторых трансформаторов типа ТА с частотой питающей сети в номинальном режиме

Типономинал трансформатора	Мощность, В·А		Ток первичной обмотки, А	Напряжение вторичной обмотки, В				Ток вторичной обмотки, А		
				Выводы обмоток				Выводы обмоток		
	Номинальная	Максимальная		5–6 7–8	9–10 11–12	13–14	15–16	5–6 7–8	9–10 11–12	13–14 15–16
ТА1-40-400	7,5	10	0,400	28	28	6	6	0,056	0,064	0,064
ТА1-115-400			0,140							
ТА1-220-400			0,073							
ТА61-40-400	67	80	2,250	80	56	20	12	0,210	0,230	0,230
ТА61-115-400			0,800							
ТА61-220-400			0,410							
ТА329-40-400	357	380	10,0	115	6,3	6,3	–	2,80	2,80	2,80
ТА329-115-400			3,5							
ТА329-220-400			1,9							

В таблице 2.3 показана зависимость КПД η трансформаторов от их мощности, измеряемой в В·А.

Таблица 2.3

Зависимость КПД трансформаторов от их мощности

P, В·А	До 0,5	0,5…1,5	1,5…4,0	4…10	$10…10^2$	$10^2…10^3$	Более 10^3
η	0,70	0,75	0,80	0,85	0,90	0,90…0,95	0,95…0,98

Важным параметром трансформатора является коэффициент трансформации, который нормируется рядом: 0,012; 0,018; 0,025; 0,035; 0,5; 0,7; 0,1; 0,12; 0,14; 0,17; 0,2; 0,28; 0,34; 0,4; 0,48; 0,56; 0,67; 0,8; 0,85; 1,0; 1,05; 1,25; 1,5; 1,8; 2,1; 2,5; 3,0; 3,5; 4,2; 5,0; 6,0; 7,0; 8,5; 10,0; 14,0; 20,0; 28,0.

Магнитопроводы трансформаторов выполняют либо пластинчатыми, либо ленточными, либо прессованными. На рисунке 2.4 приведены конструкции магнитопроводов (сердечников) трансформаторов, различающиеся по способу формирования структуры магнитопровода.

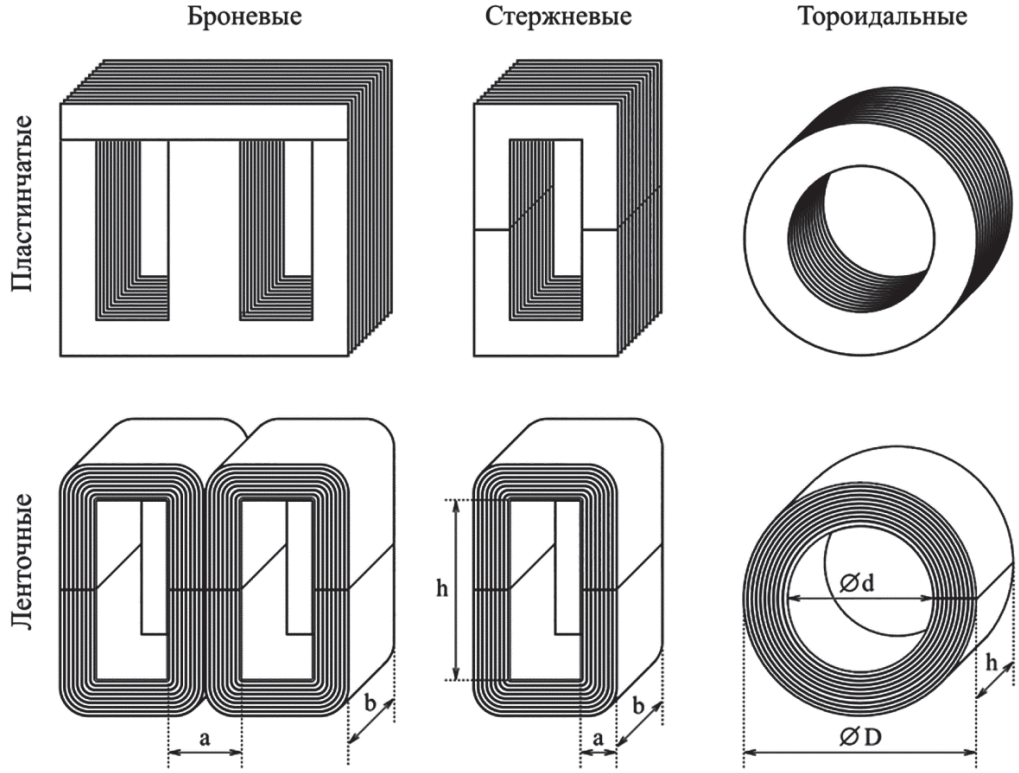


Рисунок 2.4 – Пластинчатые и ленточные магнитопроводы трансформаторов

На рисунке 2.4 показаны характерные размеры, определяющие типоразмер магнитопроводов.

Наиболее простым и дешевым способом изготовления сердечника является штамповка пластин и сборка их в пакеты магнитопровода. Чтобы исключить зазор между пластинами магнитопровод собирают «вперекрышку». Если в обмотках трансформатора протекает постоянный ток, то делают в магнитопроводе немагнитный зазор, где помещают изолирующий материал. Для уменьшения потерь в магнитопроводе на вихревые токи пластины изолируют тонким слоем

лака или окисла, который образуется при отжиге пластин. Пластины после сборки магнитопровода трансформатора стягивают специальными обжимами или шпильками с гайками. Пластины штампуют из листовой электротехнической стали марок 1511 и 1512 толщиной 0,35…0,50 мм или 3411…3413 толщиной 0,20…0,35 мм. Другой способ сборки магнитопровода основан на навивке из полос электротехнической стали марок 3411…3413 толщиной 0,20…0,35 мм тороидальных сердечников.

Для обозначения марки электротехнических сталей используется код из четырех цифр, причем первые три цифры означают тип стали, а четвертая – порядковый номер типа стали. Первая цифра характеризует структурное состояние и вид прокатки стали: 1 – горячекатаная изотропная; 2 – холоднокатаная изотропная; 3 – холоднокатаная анизотропная. Вторая цифра классифицирует сталь по содержанию кремния: 0 – содержание кремния до 0,4 % включительно; 1 – содержание кремния от 0,4 до 0,8 % включительно; 2 – содержание кремния от 0,8 до 1,8 % включительно; 3 – содержание кремния от 1,8 до 2,8 % включительно; 4 – содержание кремния от 2,8 до 3,8 % включительно; 5 – содержание кремния от 3,8 до 4,8 % включительно. Третья цифра определяет основную нормируемую характеристику: 0 – удельные потери при магнитной индукции 1,7 Тл и частоте 50 Гц ($P_{1,7/50}$); 1 – удельные потери при магнитной индукции 1,5 Тл и частоте 50 Гц ($P_{1,5/50}$); 2 – удельные потери при магнитной индукции 1,0 Тл и частоте 400 Гц ($P_{1,0/400}$) для горячекатаной стали и удельные потери при магнитной индукции 1,5 Тл и частоте 400 Гц ($P_{1,50/400}$) для холоднокатаной анизотропной стали.

Для устройств специального назначения или устройств, работающих в слабых магнитных полях, в качестве сердечников используют пермаллои, которые представляют собой сплавы никеля и железа с примесью других химических элементов. Маркировка пермаллоя: 79НМ, где 79 – процентное содержание никеля в сплаве, Н – обозначение никеля, как основного металла в славе, М – обозначение молибдена, как примеси в сплаве (вместо буквы М могут быть другие обозначения: Х – хром, С – кремний, А – алюминий). Применение пермаллоев при ленточном изготовлении магнитопровода уменьшает поток рассеяния в трансформаторах, что приводит к увеличению индукции при одинаковых ампер-витках по сравнению с трансформаторами, использующими штампованное железо. Таким образом, применение пермаллоя, в конечном счете, уменьшает массогабаритные параметры трансформатора и улучшает их технические характеристики. Однако при разработке трансформаторов следует учитывать более высокую стоимость пермаллоя по сравнению с электротехнической сталью. Кроме того, следует учитывать, что тороидальный сердечник позволяет лучше выполнить охлаждение обмоток, так как витки располагаются по всей поверхности тора, а также уменьшить расход металла на провода обмоток и повысить КПД трансформатора.

Для преобразования высокочастотных сигналов используют прессованные магнитопроводы – ферриты, которые представляют собой соединение трехвалентного железа с окислом двухвалентного металла. Ферриты представляют собой очень твердый материал, который характеризуется малыми потерями на

вихревые токи при работе на высоких частотах. Маркировка ферритов выполняется следующим образом, например, 1500НМ, где 1500 – начальная магнитная проницаемость $\mu_{\text{Н}}$, Н – обозначает, что данный материал предназначен для работы на низких частотах (буквами ВЧ обозначается высокочастотный материал), М – обозначает, что использован марганец – цинковый материал (буква Н обозначает, что использован никель – цинковый материал).

При сборке трансформаторов на сердечники устанавливают катушки с обмотками. Броневые и стержневые сердечники используются на частотах 50…1000 Гц, а тороидальные – на 10…400 кГц и выше.

Броневые сердечники применяют в трансформаторах, у которых катушка с первичными и вторичными обмотками располагается на среднем стержне. Данная конструкция реализуется для маломощных и средней мощности трансформаторов, поскольку при больших токах в обмотках трансформатора возникает неравномерный нагрев железа трансформатора. Стержневые магнитопроводы используются в мощных трансформаторах, так как обмотки могут располагаться произвольно на двух стержнях, то отбор избыточного тепла при больших токах, протекающих в обмотках трансформатора, выполняется более эффективно. Часть магнитопровода, соединяющая стержни, называется ярмом, и оно предназначено для замыкания магнитных силовых линий между стержнями. У трансформаторов с тороидальным сердечником ярмо отсутствует, что позволяет улучшить технические характеристики трансформатора. При выборе магнитопровода трансформатора всегда следует стараться выбирать сечение стержня, на котором будет расположена обмотка так, чтобы отношение сторон сечения было равно 1–2. При бóльших отношениях затрудняется реализация плотной намотки обмоток, так как со стороны большего размера витки ложатся недостаточно плотно, что приводит к «вспучиванию» обмотки.

В магнитопроводах применяются три вида магнитомягких материалов: электротехнические стали, железоникелевые сплавы (пермаллои) и ферриты. Электротехнические стали, по отношению к другим ферромагнитным материалам, обладают высокой индукцией насыщения, что используется при изготовлении мощных электромагнитных устройств. Железоникелевые сплавы обладают небольшой коэрцитивной силой, что существенно увеличивает магнитную проницаемость магнитопровода. Кроме того, данные сплавы обладают большей начальной магнитной проницаемостью, что используется при работе в малых магнитных полях.

Пермаллои, используемые для изготовления сердечников трансформаторов, выполняются в виде лент, свиваемых в торообразные сердечники, а затем формируются в магнитопровод трансформатора. Такие магнитопроводы используются в маломощных низкочастотных устройствах ИЭП, а также для уменьшения массогабаритных параметров изделия, но обладают более высокой стоимостью.

Ферриты используются в ИЭП в качестве магнитопровода различных преобразователей электромагнитной энергии. Ферриты обладают прямоугольной петлей гистерезиса, малыми потерями на вихревые токи при работе на высоких частотах.

При использовании ферритов в устройствах с жесткими требованиями к нелинейным искажениям рекомендуется использовать марганец – цинковые ферриты. При наличии жестких требований к потерям в материале в случае работы на высоких частотах, следует применять никель – цинковые ферриты.

К трансформаторам специального назначения можно отнести дифференциальные трансформаторы, автотрансформаторы и лабораторные автотрансформаторы (ЛАТРы).

Схема дифференциального трансформатора, первичная обмотка которого с числом витков w_1 запитана сетевым напряжением u_c, приведена на рисунке 2.5.

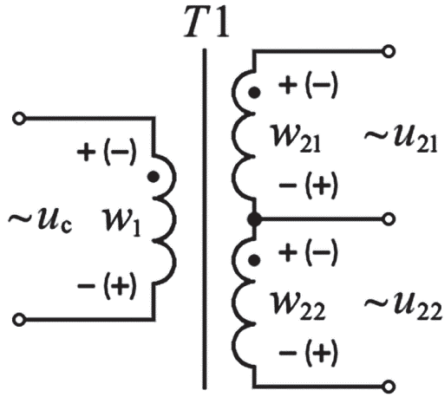


Рисунок 2.5 – Схема дифференциального трансформатора

Диаграммы мгновенных напряжений u_{21} и u_{22} на секциях w_{21} и w_{22} вторичной обмотки дифференциального трансформатора показаны на рисунке 2.6.

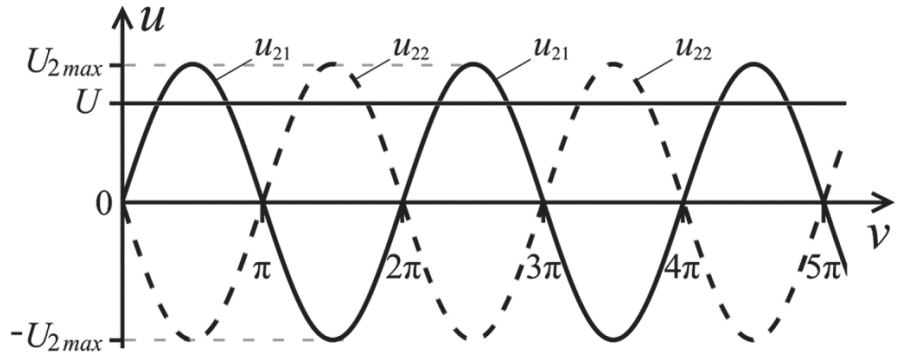


Рисунок 2.6 – Диаграммы мгновенных напряжений u_{21} и u_{22} на секциях вторичной обмотки дифференциального трансформатора и значение их среднего квадратичного напряжения U

В тех случаях, когда необходимо изменять напряжение в небольших пределах используют автотрансформаторы, которые представляют разновидность обычных трансформаторов. У автотрансформаторов одна обмотка является частью другой, то есть между первичной и вторичной обмотками имеется гальваническая связь. Таким образом, автотрансформатор является однообмоточным трансформатором, а не двух, трех или много обмоточным (рисунок 2.7).

Автотрансформаторы отличаются от трансформаторов тем, что у них обмотка низшего напряжения является частью обмотки высшего напряжения, то

есть цепи этих обмоток имеют не только магнитную, но и гальваническую связь.

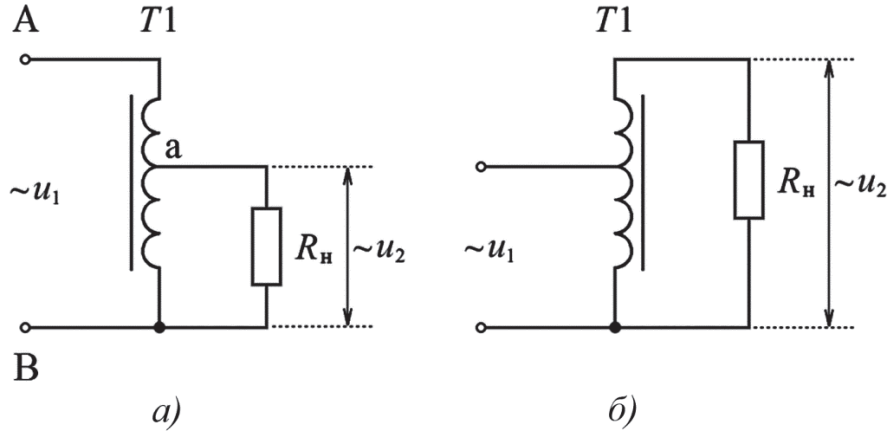


Рисунок 2.7 – Схемы однофазных автотрансформаторов: а – понижающего, б – повышающего

В зависимости от схемы включения автотрансформатора они классифицируются на понижающие и повышающие (рисунок 2.7).

Если коэффициент трансформации мало отличается от единицы, то разница между силами токов в первичной и во вторичной обмотках будет невелика.

При подключении источника напряжения u_1 переменного тока к точкам А и В по обмотке автотрансформатора начнет протекать переменный первичный ток i_1, который вокруг себя наводит переменный магнитный поток (рисунок 2.7, *а*). На каждом витке обмотки трансформатора будет индуцироваться ЭДС одной и той же величины. Очевидно, между точками *A* и *B* возникнет ЭДС, равная ЭДС одного витка, умноженной на число витков обмотки автотрансформатора между точками *A* и *B*, а между точками *a* и *B* возникнет ЭДС, равная ЭДС одного витка, умноженной на число витков обмотки автотрансформатора между точками *a* и *B*.

Если подключить к обмотке автотрансформатора в точках *a* и *B* нагрузку $R_н$, то ток $i_н$ нагрузки, который называют вторичным, будет протекать по части обмотки (между точками *a* и *B*). Учитывая, что по этим же виткам обмотки встречно протекает и первичный ток i_1, то оба тока (первичный и вторичный) складываются геометрически. Величина тока, протекающего по участку *a B*, определяется разностью первичного тока i_1 и вторичного тока $i_н$ и будет небольшой. Это позволяет часть обмотки автотрансформатора сделать из провода малого сечения, чтобы сэкономить медь. Если принять во внимание, что этот участок составляет бóльшую часть всех витков, то и экономия меди получается весьма ощутимой.

Таким образом, автотрансформаторы целесообразно использовать для незначительного понижения или повышения напряжения, когда в части обмотки, являющейся общей для обеих цепей автотрансформатора, устанавливается уменьшенный ток. Это позволяет выполнить ее более тонким проводом и сэкономить цветной металл. Одновременно с этим уменьшается расход стали на

изготовление магнитопровода, сечение которого получается меньше, чем у трансформатора.

В статических электромагнитных преобразователях энергии – трансформаторах – передача энергии из одной обмотки в другую осуществляется электромагнитным полем, энергия которого сосредоточена в магнитопроводе.

Однако в автотрансформаторах передача энергии осуществляется как магнитным полем, так и за счет электрической связи между первичной и вторичной обмотками.

Автотрансформаторы успешно конкурируют с двухобмоточными трансформаторами, когда их коэффициент трансформации мало отличается от единицы (не более 1,5…2,0). При бóльших коэффициентах трансформации применение автотрансформаторов не целесообразно.

Автотрансформаторы широко применяются в низковольтных сетях в качестве лабораторных регуляторов напряжения небольшой мощности. В ЛАТРах регулирование напряжения осуществляется при перемещении скользящего контакта по виткам обмотки.

Лабораторные регулируемые однофазные автотрансформаторы состоят из кольцеобразного ферромагнитного магнитопровода, обмотанного одним слоем изолированного медного провода (рисунок 2.8).

От этой обмотки сделано несколько постоянных ответвлений, что позволяет использовать ЛАТРы как понижающие или повышающие автотрансформаторы с определенным постоянным коэффициентом трансформации. Кроме того, на поверхности обмотки, очищенной от изоляции, имеется узкая дорожка, по которой перемещают щеточный или роликовый контакт для получения плавно регулируемого вторичного напряжения в пределах от нуля до 250 В.

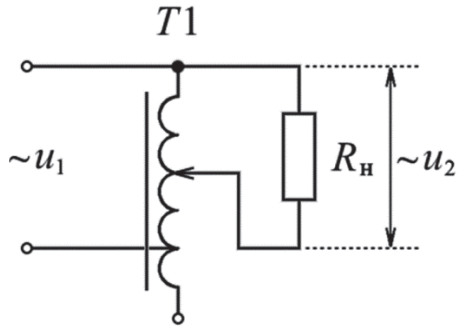


Рисунок 2.8 – Схема лабораторного регулируемого однофазного автотрансформатора

2.2. Дроссели

Другим статическим электромагнитным ЭРЭ является дроссель, который, так же, как и трансформатор, в значительной степени определяет массогабаритные параметры всего ИЭП.

Дроссель – это фактически трансформатор, у которого имеется всего одна основная обмотка, а иногда еще и несколько дополнительных обмоток, которые гальванически связаны с основной, дополняют ее рабочие характеристики и не

предназначены для преобразования энергии. Обмотка дросселя, как и обмотки трансформатора, выполняется изолированным медным проводом и располагается на металлическом магнитопроводе (сердечнике), набранным из изолированных пластин или лент (для уменьшения токов Фуко).

Дроссель характеризуется сильным противодействием любым изменениям тока, протекающего через его обмотку: увеличивает ток при его убывании, и уменьшает ток при его возрастании.

Дроссель в ИЭП в основном используется в сглаживающих фильтрах выпрямителей, но может использоваться во входных фильтрах сетевого согласующего устройства, а также в качестве аккумулирующего элемента в ИЭП с импульсным регулированием. К основным параметрам дросселей относятся: индуктивность, сопротивление обмоток постоянному току, максимальное переменное напряжение, приложенное к обмоткам, и максимальный ток подмагничивания.

Дроссели в сглаживающих фильтрах предназначены для уменьшения переменной составляющей напряжения или тока на входе или выходе соответствующего устройства. Такие дроссели имеют одну обмотку, в токе которой присутствуют как переменная, так и постоянная составляющие. Обмотка дросселя включается последовательно с нагрузкой. На его обмотке происходит падение переменной составляющей напряжения, в то время как постоянная составляющая (за счет малого активного сопротивления обмотки) выделятся на нагрузке.

Промышленностью выпускается достаточно широкий спектр типоразмеров и конструкций дросселей. В ИЭП в основном используют дроссели с магнитопроводами типа ШЛ и ШЛМ броневого типа. Дроссель, как и трансформатор, с магнитопроводом типа ШЛ обладает наименьшей массой. Однако, дроссель с магнитопроводом типа ШЛМ обладает меньшим расходом меди по сравнению с магнитопроводом типа ШЛ.

Дроссели имеют следующую структуру обозначения:

ДХ-Y-Z,

где Д – буква, обозначающая принадлежность элемента к дросселям,
X – число, обозначающее порядковый номер дросселя, который присваивается заводом – изготовителем,
Y – число, указывающее индуктивность обмотки при номинальном токе,
Z – число, обозначающее номинальный ток намагничивания. Например, дроссель Д201В представляет собой низкочастотный дроссель всеклиматического исполнения. Дроссели данного типа имеют четыре вида схемной реализации, которые приведены на рисунке 2.9.

Из рисунка 2.9 видно, что дроссели с порядковыми номерами от 1 до 274 распадаются на четыре вида схемной реализации. Обмотка с контактами 1 и 2 называется основной, а остальные обмотки называются компенсационными. При согласном соединении основной и компенсационных обмоток индуктивность обмоток увеличивается, в противном случае – уменьшается. Обмотки

можно включать параллельно, при этом ток подмагничивания увеличивается, а индуктивность уменьшается.

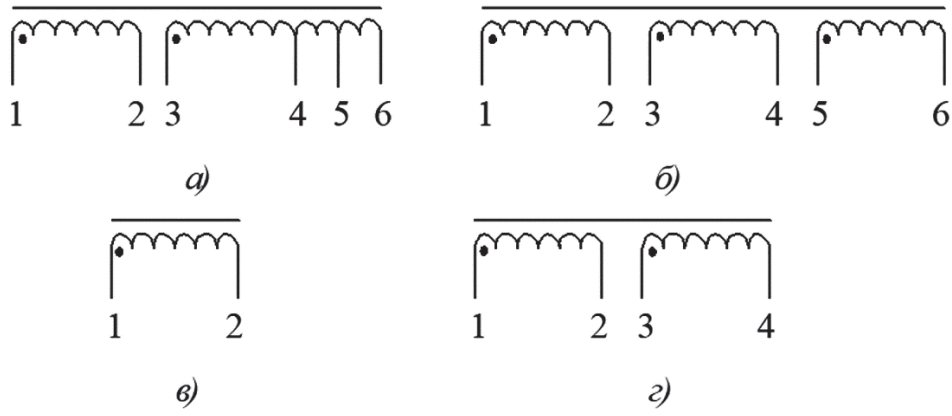


Рисунок 2.9 – Схема электрическая дросселей:
а – Д1– Д59, Д61 – 69; б – Д60; в – Д101 – Д179; г – 201 – 274

В качестве примера в таблице 2.4 приведены электрические параметры некоторых дросселей.

Таблица 2.4

Электрические параметры некоторых дросселей

Обозначение дросселя	Индуктивность при номинальном токе, Гн	Номинальный ток намагничивания, А	Максимальное переменное напряжение, В	Сопротивление обмоток, Ом
Д1-0,08-0,32	0,08	0,32	1,0	19,0
Д46-0,6-0,8	0,6	0,8	5,0	15,0
Д60-0,0005-10	0,0005	10	0,25	0,015
Д120-0,02-0,8	0,02	0,8	44,0	2,00
Д170-0,04-2,2	0,04	2,2	100	0,28
Д210	0,005	0,8	0,0912	0,84
Д259	1,2	0,4	9,65	27,5

Обмотки трансформаторов и дросселей обычно размещают на каркасе из электроизолирующего материала: гетинакса, текстолита, картона и т. д., имеющего толщину 1,0…1,5 мм. Выполняют обмотки обычно медным проводом типа ПЭЛ (провод с лакостойкой эмалью) или ПЭВ (провод с высокопрочной эмалью). Провода типа ПЭЛ используют при температуре нагрева обмоток до 55 °С, а провода типа ПЭВ – 90 °С. Тепловой расчет трансформатора и дросселя выполняют по методикам, приведенным в соответствующей литературе. Нагрев трансформатора и дросселя определяется плотностью тока в их обмотках: чем больше плотность тока в обмотке, тем выше и температура.

В некоторых случаях, когда требуется дополнительная фильтрация высокочастотных помех, используют высокочастотные дроссели типа ДМ. Дроссели данного типа имеют небольшую индуктивность и используются, как правило, в маломощных цепях.

Пример записи дросселей типа ДМ в технической документации: Дроссель высокочастотный ДМ-2,4-4 мкГн ±5 %. Этот дроссель представляет собой высокочастотный дроссель, рассчитанный на ток до 2,4 А, обладает индуктивностью 4 мкГн, имеет разброс индуктивности ±5 %.

Полный расчет трансформаторов и дросселей является достаточно громоздкой и сложной задачей. Методики и примеры расчетов трансформаторов и дросселей подробно изложены в справочной и специальной технической литературе.

2.3. Контрольные вопросы

1. Сформулируйте определение трансформатора и назовите его основные функции в устройствах электропитания радиотехнических устройств.
2. В каких единицах измеряется мощность трансформатора?
3. Чем автотрансформаторы отличаются от трансформаторов?
4. Какие электрорадиоэлементы относятся к статическим электромагнитным?
5. Что такое дифференциальный трансформатор?
6. Какие конструкции магнитопроводов (сердечников) трансформаторов применяются в ИЭП РТУ?
7. Какие материалы используются для изготовления магнитопроводов высокочастотных трансформаторов?
8. В чем состоит различие терминов «среднее квадратичное напряжение», «эффективное напряжение» и «действующее напряжение»?

ГЛАВА 3.
ЭЛЕКТРОННАЯ КОМПОНЕНТНАЯ БАЗА

Для построения источников электропитания радиотехнических и телекоммуникационных устройств нашел применение практически весь ассортимент современной электронной компонентной базы, называемых электрорадиоэлементами.

Промышленность выпускает многочисленную номенклатуру ЭРЭ. Правильный выбор элементной базы во многом предопределяет тактико-технические характеристики и параметры ИЭП. Несмотря на то, что в последние годы при разработке новых изделий преимущество отдается внедрению интегральных микросхем, не утратили своего значения и дискретные элементы (резисторы, конденсаторы, диоды, тиристоры, транзисторы, микросхемы и т. д.). Необходимость в дискретных элементах особенно значима в мощных стабилизаторах и преобразователях, где процедура отвода избыточной тепловой энергии от кристалла полупроводникового прибора является далеко не тривиальной задачей.

ЭРЭ, определяющие электронную компонентную базу ИЭП, можно разделить на пассивные и активные компоненты.

Пассивными компонентами называются такие ЭРЭ, которые выполняют следующие операции: передают, потребляют или накапливают электрическую или электромагнитную энергию, изменяют сопротивление в электрической цепи с током, коммутируют ток в отдельной или нескольких электрических цепях и т. д. Соединенные определенным образом они могут изменить форму электрических сигналов в электрической цепи. К пассивным ЭРЭ относятся резисторы, конденсаторы, трансформаторы, реле, переключатели, соединители.

Активными компонентами называются такие ЭРЭ, которые выполняют операции, связанные с изменением параметров электрической цепи. Они способны вырабатывать электромагнитную энергию или преобразовывать электрические колебания одной формы (частоты) в колебания другой формы (частоты). К активным ЭРЭ относятся транзисторы, микросхемы и полупроводниковые вентили (диоды, стабилитроны, тиристоры, симисторы и т. д.).

Для определения связи между электрорадиоэлементами устройства, облегчения понимания и изучения принципа его действия используются схемы. Схемой называется графический документ, на котором в виде условных графических обозначений (УГО) или изображений представлены составные части устройства и связи между ними.

При составлении принципиальных электрических схем используются условные графические обозначения ЭРЭ.

В соответствии с требованиями ЕСКД порядковые номера, начиная с единицы, однотипным электрорадиоэлементам на принципиальных электрических схемах присваивают в соответствии с последовательностью их расположения на схеме: начиная с левого верхнего угла сверху вниз и в направлении слева направо.

3.1. Система обозначений отечественных полупроводниковых приборов

В основу системы обозначений отечественных полупроводниковых приборов положен буквенно-цифровой код, который состоит из пяти элементов. Первый элемент (буква или цифра) обозначает исходный полупроводниковый материал, на базе которого создан полупроводниковый прибор. Для приборов общегражданского применения используются буквы Г, К, А, И и Д, являющиеся, как правило, начальными буквами в названии полупроводника или полупроводникового соединения. Для приборов специального применения вместо этих букв используются цифры от 1 до 5. Таким образом для обозначения исходного материала используются следующие символы:

Г или 1 – для германия или его соединения;

К или 2 – для кремния или его соединения;

А или 3 – для соединений галлия (например, арсенида галлия);

И или 4 – для соединений индия;

Д или 5 – для соединений карбида.

Второй элемент (буква) обозначает подкласс полупроводниковых приборов. Обычно буква выбирается из названия прибора, как первая буква названия:

Т – транзисторы биполярные;

П – транзисторы полевые;

Д – диоды (выпрямительные, импульсные, магнитодиоды, термодиоды);

Ц – выпрямительные столбы и блоки;

В – варикапы;

Н – диодные тиристоры (динисторы);

У – триодные тиристоры (тринисторы);

С – стабилитроны;

О – оптопары;

Л – излучающие оптоэлектронные приборы;

Г – генераторы шума.

Для транзисторов Дарлингтона (составных транзисторов) допускается в условном обозначении после буквы Т дополнительно вводить букву Д.

Для диодов Шоттки допускается в условном обозначении после буквы Д дополнительно вводить букву Ш.

Для обозначения наиболее характерного признака полупроводниковых приборов служит третий элемент (цифра), который определяет основные функциональные возможности прибора. У различных подклассов приборов наиболее характерные возможности различные. Для транзисторов – это рабочая частота и рассеиваемая мощность, для выпрямительных диодов – максимальное значение прямого тока, для тиристоров – значение тока в открытом состоянии, для стабилитронов – напряжение стабилизации и рассеиваемая мощность.

В качестве примера можно отметить, что обозначения функциональных возможностей стабилитронов (третий элемент буквенно-цифрового кода) используются следующие цифры:

1 – для стабилитронов мощностью не более 0,3 Вт с номинальным напряжением стабилизации менее 10 В;

2 – для стабилитронов мощностью не более 0,3 Вт с номинальным напряжением стабилизации от 10 до 100 В;

3 – для стабилитронов мощностью не более 0,3 Вт с номинальным напряжением стабилизации более 100 В;

4 – для стабилитронов мощностью от 0,3 до 5 Вт с номинальным напряжением стабилизации менее 10 В;

5 – для стабилитронов мощностью от 0,3 до 5 Вт с номинальным напряжением стабилизации от 10 до 100 В;

6 – для стабилитронов мощностью от 0,3 до 5 Вт с номинальным напряжением стабилизации более 100 В;

7 – для стабилитронов мощностью от 5 до 10 Вт с номинальным напряжением стабилизации менее 10 В;

8 – для стабилитронов мощностью от 5 до 10 Вт с номинальным напряжением стабилизации от 10 до 100 В;

9 – для стабилитронов мощностью от 5 до 10 Вт с номинальным напряжением стабилизации более 100 В.

Третий элемент буквенно-цифрового кода транзисторов используется для указания их основных функциональных возможностей, такие как мощность и 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 – число (две либо три цифры), означающее порядковый номер технологической разработки прибора и изменяется от 01 до 999.

Пятый элемент (буква) в буквенно-цифровом коде системы условных обозначений указывает разбраковку по отдельным параметрам приборов, изготовленных в единой технологии. Для обозначения используются заглавные буквы русского алфавита (за исключением З, О, Ч, Ы, Ш, Щ, Э, Ю, Я, Ь, Ъ, схожих по написанию с цифрами.

Пример записи в буквенно-цифровом коде системы условных обозначений полупроводниковых приборов – КС433А (кремниевый стабилитрон средней мощности (от 0,3 до 5 Вт) общегражданского применения, предназначенный для стабилизации напряжений менее 10 В и имеет особенность, определяемую группой разбраковки А).

3.2. Электронная компонентная база: диоды, тиристоры, стабилитроны и стабисторы

В ИЭП радиотехнических устройств в качестве вентилей применяются полупроводниковые приборы с одним или несколькими *p-n* переходами (рисунок 3.1).

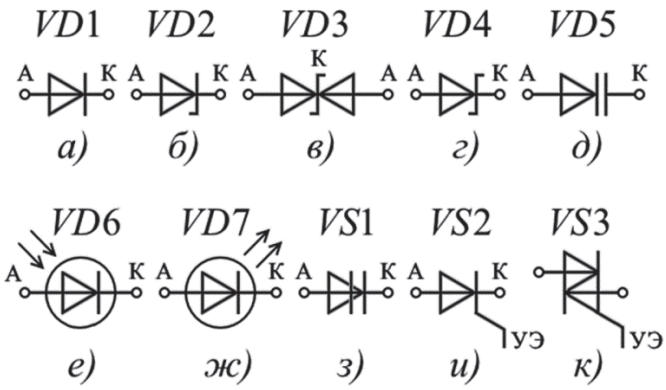


Рисунок 3.1 – Условные графические обозначения полупроводниковых вентилей: а – диод; б – стабилитрон; в – двуханодный стабилитрон; г – диод Шо́ттки; д – варикап; е – фотодиод; ж – светодиод; з – динистор; и – тринистор; к – симистор

Исключение составляют симисторы, которые со схемотехнической точки зрения представляют собой два встречно-параллельно включенных тринистора. Таким образом, симисторы по своей структуре представляют два тринистора с общим управлением, включенных встречно-параллельно. Основное отличие симисторов от тиристоров заключается в двунаправленной проводимости электрического тока. Это и дало название полупроводниковому прибору, как производную от словосочетания «симметричные тиристоры» и отразилось на его условном графическом обозначении.

На рисунке 3.1 обозначены выводы: анод (А), катод (К) и управляющий электрод (УЭ). На внешних поверхностях полупроводниковых приборов имеются контактные металлические слои, к которым припаяны соответствующие выводы.

Надо отметить, что у симистора обозначение выводов как А и К не имеет смысла, так как рассматриваемый полупроводниковый прибор проводит электрический ток в обоих направлениях.

3.2.1. Диоды

Полупроводниковые диоды являются неуправляемыми силовыми ключами с вентильными свойствами, обладающие способностью пропускать ток в направлении от анода к катоду и практически не пропускать его в другом направлении.

На рисунке 3.2 показаны реальная и идеальная вольт-амперные характеристики (ВАХ) диодов, то есть зависимость их анодного тока $I_{\text{а}}$ от анодного напряжения, обозначаемого $U_{\text{а}}$ или $U_{\text{ак}}$. При увеличении прямого напряжения $U_{\text{ак}}$ реального диода анодный ток через *p-n* переход вначале равен нулю (до достижения $U_{\text{ак}}$ порогового напряжения $U_{\text{пор}}$), затем возрастает медленно (до достижения $U_{\text{ак}}$ прямого падения напряжения $U_{\text{пр}}$), а затем начинается участок быстрого нарастания тока $I_{\text{а}}$.

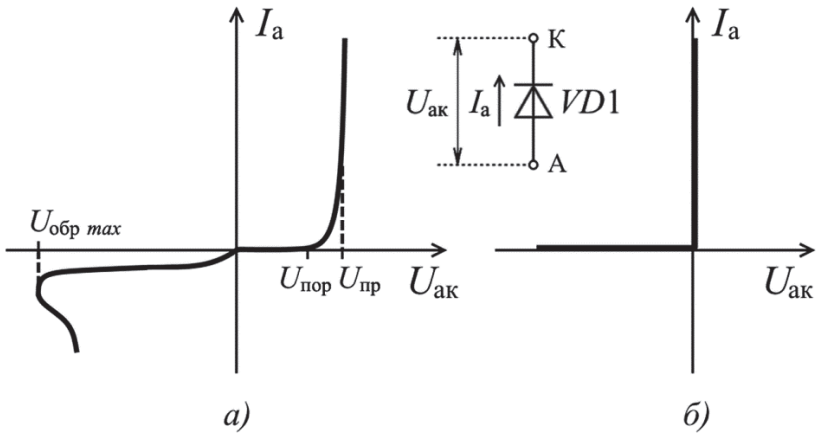


Рисунок 3.2 – Вольт-амперная характеристика диода: а – реальная; б – идеальная

Прямая ветвь ВАХ круто идет вверх, почти параллельно вертикальной оси, и характеризует быстрый рост прямого тока через диод с увеличением прямого напряжения (рисунок 3.2, *а*).

Обратная ветвь ВАХ идет почти параллельно горизонтальной оси и характеризует медленный рост обратного тока. Чем круче к вертикальной оси прямая ветвь ВАХ и чем обратная ветвь ближе к горизонтальной, тем лучше выпрямительные свойства диода. Наличие небольшого обратного тока является недостатком диодов. Прямой ток диода в сотни раз больше обратного тока. При достижении обратным напряжением $U_{ак}$ напряжения $U_{обр\ max}$ наступает пробой диода и его механическое разрушение.

Германиевые диоды открываются и начинают проводить ток при пороговом напряжении $U_{пор}$ ~0,2…0,3 В, а кремниевые – при $U_{пор}$ ~0,6…0,7 В.

При прямом смещении диода, то есть, когда его анод положителен, а катод отрицателен, диоду свойственна высокая проводимость, а при обратном смещении – низкая.

Для упрощения схемотехнического анализа принимается, что у идеальных диодов прямое падение напряжения $U_{пр}$ равно нулю и обратный ток также равен нулю, то есть диоды проводят ток только в одном направлении и потери на них отсутствуют.

Таким образом, идеальный диод может находиться в двух состояниях. Если к диоду приложено прямое напряжение (плюс к аноду, минус к катоду), то диод будет открыт и через него протекает ток, причем падение напряжения на нем отсутствует. При напряжении обратной полярности диод будет закрыт и через него не протекает ток.

На принципиальных электрических схемах диоды обозначаются символами VD.

Для защиты кристалла полупроводникового диода, изготовленного в дискретном исполнении, его обычно помещают в металлостеклянный, металлокерамический, стеклянный или пластмассовый корпус. Конструктивно диоды выпускаются в дискретном исполнении как отдельные приборы, каждый в своем корпусе, а также в виде выпрямительных столбов и блоков.

Выпрямительные диоды характеризуются следующими параметрами, обычно приводимыми в справочных материалах (таблица 3.1):

- средний выпрямленный ток $I_{\text{пр}}$;
- средний обратный ток $I_{\text{обр}}$;
- прямое падение напряжения $U_{\text{пр}}$;
- максимально допустимое обратное напряжение $U_{\text{обр}\,max}$;
- динамическое сопротивление R_i;
- средняя рассеиваемая мощность $P_{\text{ср}}$;
- предельная частота f_{max}.

Таблица 3.1

Некоторые параметры выпрямительных диодов

Тип прибора	$U_{\text{обр}\,max}$, В	$I_{\text{пр}}$, А	$U_{\text{пр}}$, В	$I_{\text{обр}}$, мА	f_{max}, кГц
КД202А…С	35…480	5,0…3,5	0,9	0,8	1,2
2Д203А…Д	420…700	10,0	1,0	1,5	1,0
2Д206А…В	400…600	5,0	1,2	0,7	1,0
КД206А…В	400…600	10,0	1,2	0,7	1,0
КД212А…Г	100…200	1,0	1,0…1,2	0,05…1	100
КД213А…Г	100…200	10,0	1,3	0,2	100

Другим типом полупроводниковых диодов являются диоды Шóттки**,** обладающие малым падением напряжения при их прямом включении. Принцип действия этих диодов основан на так называемом барьерном эффекте, возникающем на переходе металл-полупроводник.

Переход металл-полупроводник обладает рядом особенных свойств (отличных от свойств полупроводникового *p-n* перехода). К ним относятся: пониженное падение напряжения при прямом включении, высокий ток утечки, очень маленький заряд обратного восстановления. Последнее объясняется тем, что по сравнению с обычным *p-n* переходом у таких диодов отсутствует диффузия, связанная с инжекцией неосновных носителей, то есть они работают только на основных носителях, а их быстродействие определяется только барьерной ёмкостью.

В качестве материала для изготовления диодов с барьером Шоттки преимущественно используются кремний (Si), карбид кремния (SiC) и арсенид галлия (GaAs), а также такие металлы как золото, серебро, платина, палладий и вольфрам. Выбор металла для контакта с полупроводником определяет многие параметры диода Шоттки.

Прямое падение напряжения $U_{\text{пр}}$ на диоде Шоттки составляет всего 0,2…0,4 В, в то время как для обычных, например, кремниевых диодов, это значение порядка 0,6…0,7 В. Надо отметить, что такая малая величина прямого напряжения $U_{\text{пр}}$ проявляется при приложенном напряжении не более 50…60 В. При дальнейшем его повышении диод Шоттки ведёт себя как обычный кремниевый

выпрямительный диод. Максимальное обратное напряжение $U_{\text{обр}\,max}$ для диодов Шоттки не превышает 250 В.

Условное графическое обозначение диодов Шоттки, используемое на принципиальных электрических схемах, показано на рисунке 3.1, *г*. Очень часто на принципиальных схемах сложное графическое изображение катода попросту опускают и изображают диод Шоттки как обычный диод. А тип применяемого элемента указывают в спецификации.

К положительным качествам диодов Шоттки кроме высокого быстродействия, а, следовательно, малого времени восстановления можно отнести малую ёмкость перехода, что позволяет повысить рабочую частоту. Это позволяет использовать их в импульсных устройствах и, в частности, в выпрямительных устройствах на частотах в сотни килогерц.

К недостаткам диодов с барьером Шоттки можно отнести то, что даже при кратковременном превышении обратного напряжения $U_{\text{обр}\,max}$ они мгновенно и необратимо выходят из строя. В то время как кремниевые силовые вентили после прекращения действия превышенного напряжения самовосстанавливаются и продолжают работать. Диоды Шоттки характеризуются повышенными (по сравнению с обычными кремниевыми диодами) обратными токами, возрастающими с ростом температуры кристалла.

3.2.2. Тиристоры

Тири́сторы – это полупроводниковые приборы, выполняющие функцию управляемого электронного вентиля (рисунок 3.3).

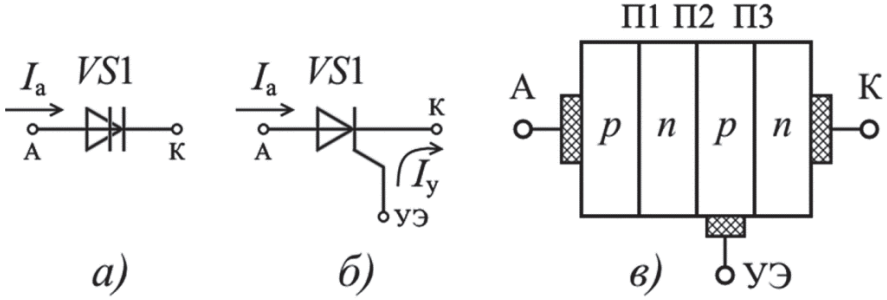


Рисунок 3.3 – Тиристоры:
а – условное графическое обозначение динистора;
б – условное графическое обозначение тринистора;
в – схема полупроводниковой структуры тринистора

Тиристоры изготавливаются на основе монокристалла полупроводника и они имеют четырёхслойную (чередующиеся слои) структуру *p-n-p-n* с тремя *p-n* переходами (рисунок 3.3), где *П*1, *П*2, *П*3 – *p-n* переходы.

Контакт, подключенный к внешнему *p*-слою, называется анодом А, а контакт подключенный к внешнему *n*-слою – катодом К. Третий вывод называется управляющим электродом УЭ. На рисунке 3.3 приняты следующие обозначения: $I_{\text{а}}$ – анодный ток тиристора (течет от анода к катоду), $I_{\text{у}}$ – ток управления (течет от управляющего электрода к катоду (в тиристорах с управлением по катоду)).

На принципиальных электрических схемах тиристоры обозначаются символами VS.

Тиристоры подразделяются на динисторы, тринисторы и симисторы (рисунок 3.3). Если управляющий электрод отсутствует, то такой тиристор называется динистором. Если управляющий электрод присутствует, а сам прибор работает только при наличии положительного напряжения между его анодом и катодом, то такой прибор называется тринистором. Если управляющий электрод присутствует, а сам прибор работает при положительном и отрицательном напряжении между его анодом и катодом, то такой полупроводниковый прибор называется симистором.

Основное применение тиристоров с тремя выводами – управление мощной нагрузкой с помощью слабого сигнала, подаваемого на управляющий электрод.

В двухвыводных приборах, то есть динисторах, переход прибора в проводящее состояние происходит, если напряжение между его анодом и катодом превысит напряжение включения.

Надо отметить, что со схемотехнической точки зрения принципиальных различий между динистором и тринистором нет. Однако если открытие динистора происходит при достижении между выводами анода и катода определённого напряжения, зависящего от типа динистора, то в тринисторе напряжение открытия может быть уменьшено путём подачи импульса тока определённой длительности и величины на его управляющий электрод при положительной разности потенциалов между анодом и катодом. Конструктивно тринистор отличается от динистора только наличием управляющего электрода.

Вольт-амперная характеристика тринистора является нелинейной функцией (рисунок 3.4).

Тиристоры имеют два устойчивых состояния: «закрытое» состояние – состояние с низкой проводимостью (участок *OA*); «открытое» состояние – состояние с высокой проводимостью (участок *BC*). Это позволяет рассматривать тиристор как электронный ключ. Поэтому тиристоры применяются в ключевых устройствах, например, в управляемых выпрямительных устройствах.

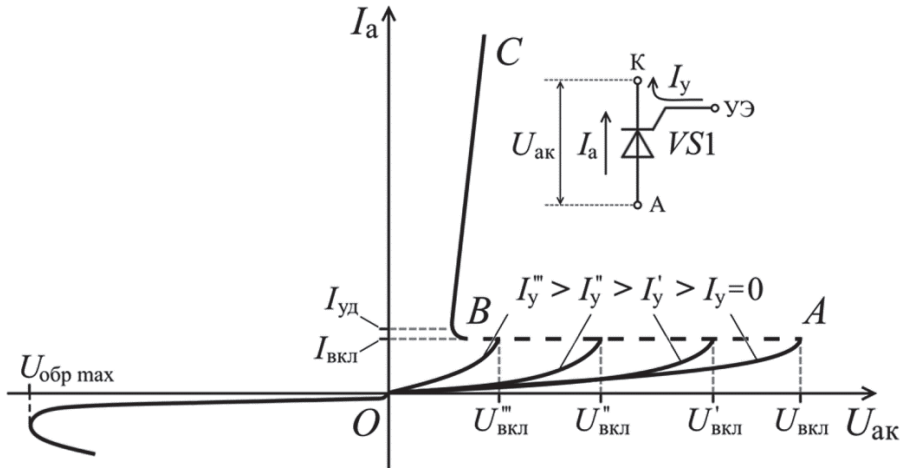


Рисунок 3.4 – Вольт-амперная характеристика тринистора

По сравнению с транзисторными ключами управление тиристором имеет некоторые особенности. Переход тиристора из одного состояния в другое в электрической цепи происходит скачком (лавинообразно) и осуществляется при наличии внешнего воздействия на прибор: либо напряжением (током), либо светом (для фототиристора). После перехода тиристора в открытое состояние он остаётся в этом состоянии даже после снятия управляющего сигнала. Тиристор остаётся в открытом состоянии до тех пор, пока протекающий через него ток превышает некоторую минимальную величину, называемую током удержания $I_{уд}$.

Режим *AB* на ВАХ тиристора является нестабильным (неустойчивым) и характеризуется отрицательным сопротивлением.

Если (рисунок 3.4) приложенное положительное напряжение $U_{ак}$ между анодом и катодом тринистора находится в диапазоне от нуля до напряжения включения $U_{вкл}$ и ток управления $I_{у}$ равен нулю, то анодный ток $I_{а}$ тринистора мал (тринистор выключен).

При равенстве приложенного напряжения $U_{ак}$ напряжению включения $U_{вкл}$ (это осуществляется в точке *A*) тринистор открывается при токе управления $I_{у}$ равном нулю и его рабочая точка на ВАХ лавинообразно перемещается от точки *A* (через нестабильный участок *AB*) к точке *B* при анодном токе тринистора $I_{вкл}$, называемом током включения. Это означает завершение перехода рабочей точки на ВАХ тринистора из закрытого состояния в открытое на линейный участок *BC* его ВАХ, то есть тринистор открывается и его анодный ток $I_{а}$ и прямое падение напряжения $U_{ак}$ достигают номинальных значений.

После того, как тринистор переведен в проводящее состояние следующие импульсы напряжения, подаваемые на управляющий электрод и катод, никак не отразятся на анодном токе, то есть цепь управления тринистора отвечает только за его открывание, но не за его выключение. Таким образом, после включения тринистор остается в открытом состоянии даже после снятия сигнала с управляющего электрода, что обусловлено наличием «памяти» у тринистора.

Для выключения тринистора необходимо его анодный ток $I_{а}$ уменьшить до тока удержания $I_{уд}$ на время выключения тринистора.

Увеличение тока управления $I_{у}$ тринистора позволяет уменьшить напряжение его включения $U_{вкл}$ (рисунок 3.3). Наконец, при достижении током управления $I_{у}$ значения $I_{у}^{'''}$ тринистор сразу (при подаче на него даже очень малого положительного напряжения) переходит из состояния с малой проводимостью в состояние с большой проводимостью. Ток управления $I_{у}$, при котором тринистор имеет практически ВАХ диода (отсутствует область закрытого состояния *OA* и нестабильный участок *AB*), называется током спрямления $I_{у\,с}$.

Очевидно, что ВАХ динистора тождественна ВАХ тринистора при его нулевом токе управления. Причем тринисторы являются наиболее распространёнными приборами из «тиристорного» семейства.

Следовательно, тиристоры являются полууправляемыми приборами. То есть перейдя в открытое состояние, они остаются в нем даже при прекращении подачи сигнала на управляющий переход.

Таким образом, в тиристоре существует положительная обратная связь по току – увеличение тока через один эмиттерный переход приводит к увеличению тока через другой эмиттерный переход.

Здесь и далее принято, что тиристоры являются идеальными полупроводниковыми приборами, то есть прямое падение напряжения на них и их обратный ток равны нулю.

Тиристоры в открытом состоянии способны проводить токи до нескольких сотен ампер, но при этом они довольно инерционны.

Время включения тиристора составляет от 100 нс до 10 мкс, а время выключения в десять раз больше – от 1 мкс до 100 мкс.

Применение тиристоров в качестве вентилей в управляемых выпрямительных устройствах позволяет не только преобразовать переменный ток в постоянный, но и осуществлять регулирование среднего выпрямленного напряжения U_0, то есть совместить в одном устройстве функции выпрямления и регулирования. Кроме того, тиристоры часто используются в устройствах защиты ИЭП РТУ от перегрузок и короткого замыкания в их выходных цепях. Перечисленные качества тиристоров предопределяют их применение также в различных стабилизаторах и регуляторах.

3.2.3. Стабилитроны и стабисторы

В качестве электрорадиоэлементов с нелинейной ВАХ в ИЭП применяются стабилитроны и стабисторы, представляющие собой разновидности полупроводниковых приборов с одним *p-n* переходом, предназначенные для стабилизации напряжения на определенном уровне (рисунок 3.1, *б*).

Стабилитроны (или диоды Зенера) широко используются в ИЭП в качестве нелинейного элемента. Название «зенеровский диод» связано с именем первооткрывателя туннельного пробоя Кларенса Зенера. 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, то часто используется термин кремниевый стабилитрон.

На отечественных электрических схемах стабилитроны обозначаются, как и диоды, символами VD.

Стабилитроном называют полупроводниковый диод с сильно легированными *p-n* областями, напряжение на обратной ветви ВАХ, которого в области электрического пробоя является напряжением стабилизации $U_{\text{ст}}$ и изменяется незначительно при больших изменениях тока стабилизации $I_{\text{ст}}$ (рисунок 3.5). Такая характеристика используется для получения стабильного (опорного) напряжения.

Стабистором называют полупроводниковый диод, у которого для стабилизации напряжения используется прямая ветвь его ВАХ.

Принцип действия стабилитрона основан на явлении электрического пробоя *p-n* перехода при включении его в обратном направлении. До наступления пробоя через стабилитрон протекает небольшой ток утечки. После пробоя (точка 1 на рисунке 3.5) электрический ток через стабилитрон резко увеличивается, а падение напряжения на стабилитроне $U_{ст}$ остается практически неизменным при изменении тока в широких пределах. Механизм пробоя может быть туннельным, лавинным или смешанным.

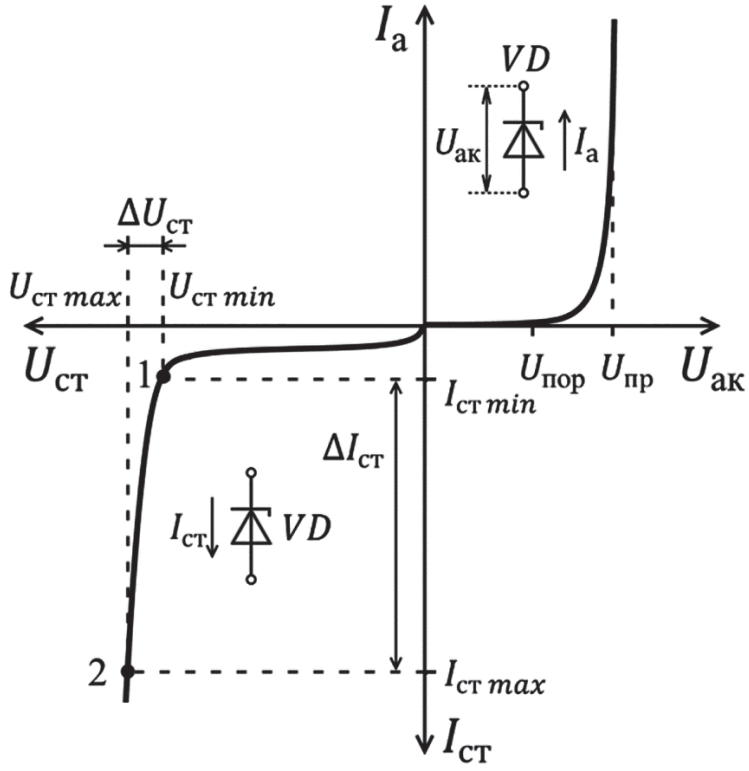


Рисунок 3.5 – Вольт-амперная характеристика стабилитрона

У низковольтных стабилитронов (с низким сопротивлением базы) $U_{ст} < 4…7$ В более вероятен туннельный пробой. У стабилитронов со сравнительно высокоомной базой пробой носит лавинный характер. Материалы, используемые для создания *p-n* перехода стабилитронов, имеют высокую концентрацию примесей. При этом напряженность электрического поля в *p-n* переходе значительно выше, чем у обычных диодов. При относительно небольших обратных напряжениях в *p-n* переходе возникает сильное электрическое поле, вызывающее его электрический пробой. В этом режиме нагрев диода не носит лавинообразного характера. Поэтому электрический пробой не переходит в тепловой.

Если на катод стабилитрона поступает положительный потенциал входного напряжения $U_{вх}$, 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 запирания и обратно

практически отсутствуют. Это позволяет использовать стабилитроны в импульсных схемах в качестве фиксаторов уровней и ограничителей напряжения.

Стабилитроны используют обратную ветвь ВАХ *p-n* перехода (3-й квадрант на рисунке 3.5) и при этом обладают малым напряжением пробоя и поддерживают регламентированное напряжение от ~2 В до 300 В на одном уровне при значительном изменении обратного тока.

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 и 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, то нагрев диода не носит лавинообразного характера и электрический пробой не переходит в необратимый тепловой.

Стабисторы, как диоды, используют прямую ветвь ВАХ (1-й квадрант на рисунке 3.5) и поддерживают на заданном уровне напряжение от ~0,6 В до 2,1 В. Но их ВАХ располагается почти параллельно оси токов.

На рисунке 3.5 представлена ВАХ стабилитрона, у которого область 1-2 характеристики является рабочей (3-й квадрант). Стабилитроны работают на обратной ветви вольт-амперной характеристики *p-n* перехода в области пробоя.

При включении стабилитрона в прямом направлении он обладает ВАХ, практически совпадающей с ВАХ диода (1-й квадрант на рисунке 3.5).

Таким образом, если рабочая точка стабилитрона находится в 3-м квадранте ВАХ, то стабилитрон работает в режиме стабилизации. А если рабочая точка стабилитрона находится в 1-м квадранте ВАХ, то стабилитрон работает в режиме выпрямления.

Стабилитроны характеризуются следующими основными параметрами:

- напряжение стабилизации $U_{\text{ст}}$ – это напряжение на обратно включенном стабилитроне при протекании через него номинального тока;
- минимальный ток стабилизации $I_{\text{ст min}}$ – такой ток, при котором в *p-n* переходе возникает пробой, начало рабочего участка ВАХ (точка 1 на рисунке 3.5);
- максимальный ток стабилизации $I_{\text{ст } max}$ – такой предельный ток, при протекании которого электрический пробой переходит в тепловой и при котором мощность, рассеиваемая в стабилитроне, меньше максимально допустимой (точка 2 на рисунке 3.5);
- максимальная мощность рассеивания $P_{VD\ max}$ – максимально допустимая мощность, рассеиваемая стабилитроном, при которой температура его *p-n* перехода не превышает предельно допустимого значения, то есть *p-n* переход стабилитрона сохраняет работоспособность и еще не разрушается от перегрева;

– динамическое сопротивление $R_{\text{ст}\,i}$, определяемое как модуль отношения приращения напряжения стабилизации к соответствующему приращению тока, протекающего через стабилитрон;
– разбросом напряжения стабилизации $U_{\text{ст}\,min} \ldots U_{\text{ст}\,max}$ при заданных токе стабилитрона и температуре окружающей среды;
– диапазоном рабочих температур;
– температурным коэффициентом стабилизации напряжения $\gamma_{\text{ст}}$, определяемым отношением относительного изменения напряжения стабилизации в процентах к абсолютному изменению температуры и вычисляемым по формуле

$$\gamma_{\text{ст}} = \frac{dU_{\text{ст}}/U_{\text{ст}}}{dT} \cdot 100\ \%, \%/\text{К} \tag{3.1}$$

или в конечных разностях

$$\gamma_{\text{ст}} = \frac{\Delta U_{\text{ст}}/U_{\text{ст}}}{\Delta T} \cdot 100,\ \%/\text{К}. \tag{3.2}$$

В частности у кремниевого стабилитрона средней мощности КС510А минимальное напряжение стабилизации $U_{\text{ст}\,min} = 8{,}2$ В, максимальное напряжение стабилизации $U_{\text{ст}\,max} = 11{,}0$ В, минимальный ток стабилизации $I_{\text{ст}\,min} = 1$ мА и максимальный ток стабилизации $I_{\text{ст}\,max} = 79$ мА, максимальная рассеиваемая мощность $P_{VD\,max} = 0{,}128$ Вт, диапазон рабочих температур −60…+125 °С.

Известно, что динамическое сопротивление маломощных стабилитронов является нелинейной функцией напряжения и тока стабилизации (рисунок 3.6, *а*).

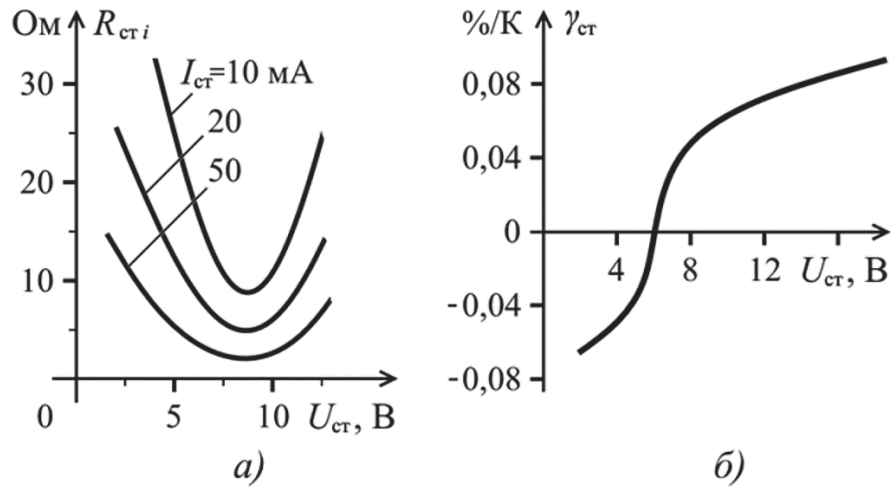


Рисунок 3.6 – Характерные зависимости $R_{\text{ст}\,i}$ и $\gamma_{\text{ст}}$ стабилитронов от напряжения: а – динамического сопротивления стабилитронов; б – температурного коэффициента напряжения стабилизации

Из информации, приведенной на рисунке 3.6, *а*, видно, что минимальное динамическое сопротивление $\gamma_{\text{ст}}$ имеют маломощные стабилитроны с напряжением стабилизации около 7 В.

Следовательно, если требуется получить напряжение стабилизации порядка 14 В, то с целью уменьшения динамического сопротивления соответствующего параметрического стабилизатора напряжения целесообразно применить два последовательно соединенных стабилитрона с напряжением стабилизации 7 В вместо одного высоковольтного с напряжением стабилизации 14 В.

Параллельное включение стабилитронов не рекомендуется, поскольку в этом случае в схеме стабилизации будет работать только один стабилитрон с наименьшим напряжением стабилизации.

На рисунке 3.6, *б* приведена зависимость температурного коэффициента напряжения $\gamma_{ст}$ от напряжения $U_{ст}$ стабилизации стабилитронов.

На рисунке 3.7 показаны типовые ВАХ стабилитронов при температурах 293 К и 333 К.

Учитывая, что стабилитроны, стабисторы и диоды представляют собой полупроводниковые приборы с одним *p-n* переходом, то можно считать, что на рисунке 3.7 приведены типовые вольт-амперные характеристики *p-n* перехода. Стабилитроны могут быть включены в режиме стабилизации (ВАХ в 3-м квадранте) или в диодном режиме (ВАХ в 1-м квадранте). У диодов и стабисторов, реализующих прямое включение *p-n* перехода, и стабилитронов, включенных в диодном режиме, вольт-амперная характеристика представляется собой, как правило, одной обобщенной линией (на рисунке 3.7 она показана в первом квадранте сплошной линией). С повышением температуры полупроводникового прибора его ВАХ смещается влево (на рисунке 3.7 это иллюстрирует штриховая линия 1-го квадранта), то есть полупроводниковые приборы, включенные в диодном режиме, имеют отрицательный ТКН.

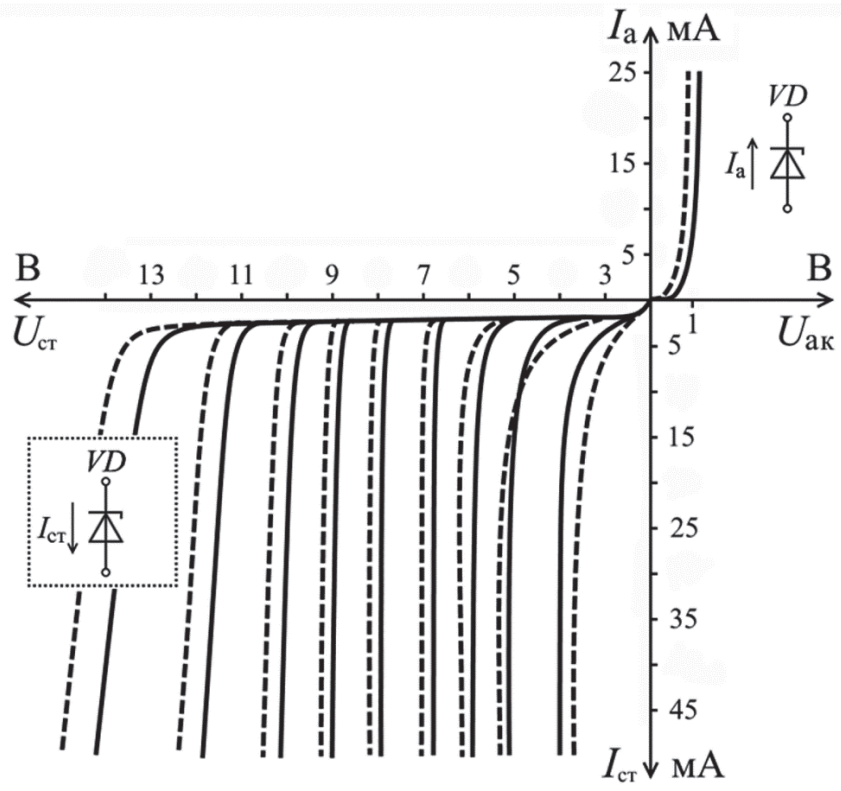


Рисунок 3.7 – Типовые вольт-амперные характеристики стабилитронов при температурах 293 К (сплошные линии) и 333 К (штриховые линии)

Для стабилитронов, реализующих обратное включение *p-n* перехода, величина ТКН существенно зависит от напряжения стабилизации. Для значений напряжения стабилизации от 7 до 13 В сходные ВАХ имеют стабилитроны Д814А…Д814Д, а для $U_{ст}$ от 3 до 7 В – стабилитроны 2С133А…2С168А (сплошные линии в 3-м квадранте рассматриваемого рисунка).

Дело в том, что от механизма пробоя *p-n* перехода 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 стабилитронов достигается при напряжении стабилизации около 6 В благодаря взаимной компенсации ТКН туннельного и лавинного механизмов (рисунок 3.7, *б*).

Естественно, что ВАХ стабилитрона, включенного в прямом направлении, совпадает с ВАХ диода.

Из информации, приведенной на рисунке 3.7, видно, что наклон кривых, характеризующих изменение напряжения стабилизации $U_{ст}$ при изменении тока стабилизации $I_{ст}$, протекающего через стабилитрон, для стабилитронов с разными напряжениями стабилизации $U_{ст}$ неодинаков, причем этот наклон наименьший в области $U_{ст}$ от 7 до 9 В. При напряжениях стабилизации, превышающих 9 В и меньших 7 В, наклон кривых увеличивается. В области $U_{ст} < 6$ В при токах $I_{ст}$ <4…10 мА наклон кривых особенно большой.

Прямое падение напряжения $U_{пр}$ на диоде при токах, превышающих 1 мА, равно 0,6…0,7 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 и вправо при напряжениях стабилизации меньших ∼5 В. Из рисунка 3.6 видно, что стабилитроны с $U_{ст} > 6$ В имеют положительный ТКН, стабилитроны с $U_{ст} < 5$ В – отрицательный ТКН, а у стабилитронов с напряжением стабилизации 4…6 В при определенных токах ТКН стремится к нулю.

Информация, представленная на рисунке 3.7, используется при разработке источников опорного (эталонного) напряжения с целью уменьшения их ТКН. Так, положительный ТКН стабилитронов с $U_{ст} > 6$ В можно скомпенсировать, включив в прямом направлении последовательно с ними диоды или стабилитроны, имеющие отрицательный ТКН, (рисунок 3.8).

Так как при включении в прямом направлении стабилитроны являются обычными *p-n* переходами, то принципиально важно, что для термокомпенсации могут быть использованы не только стабилитроны, но и 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, получают полупроводниковые приборы с требуемой вольт-амперной характеристикой и ТКН, приближающемся к нулю.

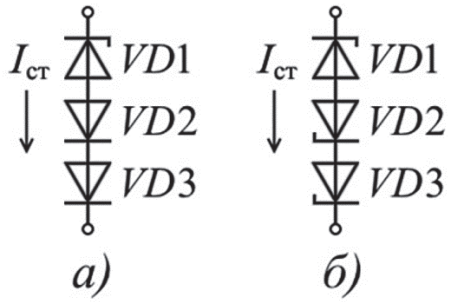


Рисунок 3.8 – Примеры термокомпенсации стабилитронов:
а – с использованием дополнительных диодов;
б – с использованием дополнительных стабилитронов

По такому принципу построены отечественные прецизионные стабилитроны типа Д818 и КС196, где используется последовательное включение в одном корпусе трех *p-n*-переходов: одного, включенного в обратном направлении, и двух, включенных в прямом направлении.

В таблице 3.2 приведены характеристики некоторых отечественных стабилитронов.

Таблица 3.2

Характеристики некоторых отечественных стабилитронов

Тип стабилитрона	$U_{ст\,min} \ldots U_{ст\,max}$, В	$I_{ст\,min} \ldots I_{ст\,max}$, 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

Конструктивно стабилитрон представляет собой плоскостной диод, предназначенный для стабилизации напряжения за счет электрического пробоя обратно смещенного *p-n* перехода.

Маркировка стабилитронов выполняется аналогично маркировке выпрямительных диодов. Маркировка стабилитронов средней и большой мощности выполняется непосредственно на корпусе. Она предусматривает обозначение типа стабилитрона и направление протекания его прямого тока, а также приводятся другие обозначения, принятые изготовителем. У маломощных стабилитронов маркировка выполняется с помощью цветовых точек или колец, наносимых на корпус стабилитрона, аналогично тому, как это делается у выпрямительных диодов. Расшифровку цветовой маркировки можно найти либо в справочной литературе, либо в технических условиях на конкретный полупроводниковый прибор.

Разновидностью стабилитронов являются стабисторы, которые также предназначены для стабилизации напряжения. Стабисторы работают на прямой ветви ВАХ (рисунок 3.5). Конструкция стабистора отличается от конструкции стабилитрона. Обычно стабистор представляет собой алюминиевый диск, на одну из плоскостей которого нанесен сплав олова с висмутом и кадмием. Вся

конструкция герметизируется в стеклянных, пластиковых или металлических корпусах. Стабисторы менее распространены. Стабисторы работают при прямом падении напряжения и позволяют стабилизировать малые напряжения (порядка 0,6…2,1 В) и при токах стабилизации ~100 мА, а также в качестве термокомпенсирующих элементов. Дело в том, что у стабисторов крутизна S, определяемая соотношением $S = dI/dU$, прямой ветви вольт-амперной характеристики больше, чем у диодов и стабилитронов, включенных в диодном режиме. По основным параметрам стабисторы близки к стабилитронам, но включаются в цепь стабилизации в прямом направлении. В таблице 3.3 приведены характеристики некоторых отечественных стабисторов.

Таблица 3.3

Характеристики некоторых отечественных стабисторов

Тип стабистора	$U_{\text{вых}\,min} \ldots U_{\text{вых}\,max}$, В	$I_{\text{ст min}} \ldots I_{\text{ст max}}$, мА	$R_{\text{ст}\,i}$, 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

Конструкция и маркировка стабисторов выполняются аналогично конструкции и маркировке стабилитронов.

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 кратковременное пропускание импульсов тока силой в десятки и сотни ампер.

Существует несколько больших групп стабилитронов, связанных с выполнением конкретных задач. Так имеются 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 временно́й стабильности параметров и жесткий допуск на температурный коэффициент напряжения.

Двуханодные стабилитроны (рисунок 3.1, *в*) используются для ограничения и стабилизации биполярных напряжений. Дополнительным параметром при их производственном контроле является допустимая асимметрия напряжений.

3.3. Электронная компонентная база: классификация транзисторов

Первоначально названий для полупроводникового прибора, который в настоящее время называют транзистором, предлагалось несколько: полупроводниковый триод, кристаллический триод, лотатрон, но в результате остановились именно на названии «транзистор».

Надо отметить нетривиальную историческую траекторию создания биполярного транзистора (БТ).

16 декабря 1947 года физик-экспериментатор Уолтер Браттейн (Walter Brattain), работавший с теоретиком Джоном Бардином (John Bardeen), собрал первый работоспособный точечный транзистор. Спустя полгода, но до обнародования работ Бардина и Браттейна, немецкие физики Герберт Матаре и Генрих Велькер представили разработанный во Франции точечный транзистор («транзистрон»). Так из безуспешных попыток создать сначала твердотельный аналог вакуумного триода, а затем полевой транзистор (ПТ), родился первый несовершенный точечный биполярный транзистор.

Можно сказать, из неудачных попыток создать полевой транзистор началось развитие биполярных транзисторов. Руководство Bell Labs, понимая важность события, на время даже засекретило проект. Поэтому научная общественность узнала об изобретении транзистора лишь 30 июня 1948 года на открытой презентации транзистора в Нью-Йорке. А за месяц до этого события в Bell Labs состоялось тайное голосование по выбору имени нового прибора. Отбросив слишком длинное «полупроводниковый триод» (semiconductor triode), фактически неверное «триод на поверхностных состояниях» (surface states triode) и непонятное «йотатрон» (iotatron), Bell Labs утвердила «транзистор» (transistor) – от англ. transconductance (проводимость) или transfer (передача) и varistor (варистор, управляемое сопротивление).

Точечный транзистор, выпускавшийся серийно около десяти лет. оказался тупиковой ветвью развития электроники – ему на смену пришли германиевые плоскостные транзисторы. Теорию *p-n* перехода и плоскостного транзистора создал в 1948-1950 годах Уильям Шокли. Первый плоскостной транзистор был изготовлен 12 апреля 1950 года методом выращивания из расплава. За ним последовали сплавной транзистор, «электрохимический» транзистор и диффузионный меза-транзистор.

В 1954 году Texas Instruments выпустила первый кремниевый транзистор. Открытие процесса мокрого окисления кремния сделало возможным выпуск в 1958 году первых кремниевых меза-транзисторов, а в марте 1959 года Жан Эрни создал первый кремниевый планарный транзистор. Кремний вытеснил германий, а планарный процесс стал основной технологией производства транзисторов и сделал возможным создание монолитных интегральных схем.

В 1956 году Уильям Шокли, Джон Бардин и Уолтер Браттейн получили Нобелевскую премию по физике «за исследования полупроводников и открытие транзисторного эффекта».

Очень правильную и объективную мысль выразил Жорес Иванович Алферов в статье «Успех «Сколково» может быть достигнут, если наука в стране снова начнет развиваться», опубликованной в газете «Советская Россия» 29.04.2011 г. «Значение открытия в 1947 году точечного транзистора и затем в 1951–1952 годах транзистора на p-n структурах в германии и кремнии было оценено у нас в стране сразу. Вполне вероятно, что если бы не мобилизация всех ресурсов, и в том числе, что очень важно, кадровых, на атомную проблему, то создание транзистора могло случиться и в нашей стране, например в Ленинградском физико-техническом институте (ЛФТИ), где еще в довоенные годы были заложены основы физики полупроводников, открыты новые явления и

разработана теория, без которых и создание транзистора было бы невозможным. Это отметил в своей Нобелевской лекции и Д. Бардин. В 1949 году были созданы экспериментальные точечные транзисторы и в НИИ – 160 (Фрязино) и в ЛФТИ, а к концу года были освоены в серийном производстве. Таким образом, 1949 год стал годом начала серийного производства точечных транзисторов и в США, и в СССР.»

Что касается полевых транзисторов, то первые патентные заявки подавались с середины 20-х годов 20 века, например в Германии физик Юлий Эдгар Лилиенфельд в 1928 году запатентовал принцип работы полевых транзисторов. Однако, непосредственно полевой транзистор был запатентован впервые в 1934 году немецким физиком Оскаром Хайлом.

Работа полевого транзистора в основе своей использует электростатический эффект поля, физически это проще, чем принцип действия биполярного транзистора, потому и сама идея полевых транзисторов появилась раньше, чем идея биполярных транзисторов. Изготовлен же первый полевой транзистор был впервые в 1960 году. В итоге, ближе к 90-м годам 20 века, МОП-технология стала доминировать в электронике.

Суть работы полевых транзисторов заключается в управлении протекающим через него током с помощью электрического поля (напряжения). Этим он выгодно отличается от биполярных транзисторов, у которых управление большим выходным током осуществляется с помощью малого электрического входного тока.

В большинстве применений транзисторы заменили собой вакуумные лампы, что обеспечило свершению кремниевой революция в создании интегральных микросхем. Так, сегодня в аналоговой технике чаще используют биполярные транзисторы, а в цифровой технике – преимущественно полевые. В силовой электронике и в преобразовательной технике применяются MOSFET, IGBT, GaN транзисторы и SiC транзисторы.

Области применения транзисторов определяются их параметрами и характеристиками, а работать транзисторы могут в двух режимах: в импульсном (ключевом) или в линейном (усилительном). В первом режиме транзистор в процессе работы или полностью открыт, или полностью закрыт, что позволяет управлять значительным током, используя малый ток управления. А во втором режиме транзистор постоянно открыт и используется свойство транзистора изменять выходной сигнал при малом изменении входного управляющего сигнала.

В зависимости от принципа действия и конструктивных признаков транзисторы ранжируются на три больших класса: биполярные, полевые и комбинированные (биполярные с изолированным затвором (БТИЗ)) (рисунок 3.9).

Биполярный транзистор (международный термин – Bipolar Junction Transistor (BJT)) представляет собой трехвыводной полупроводниковый прибор, в котором ток в цепи одного электрода управляет основным током в цепи между двумя другими электродами. БТ по своей внутренней структуре представляет собой совокупность двух встречно включенных взаимодействующих *p-n* переходов.

Биполярными эти транзисторы называются из-за того, что в физических процессах, протекающих во время их функционирования, участвуют оба типа носителей заряда: электроны и дырки.

Следовательно, проводимость цепи основного тока обусловлена переносом одновременно основных и неосновных носителей заряда, что подчеркивается и в названии транзистора – биполярный транзистор. Это оказывает влияние на принцип управления выходным сигналом. В биполярных транзисторах параметрами выходного сигнала управляет ток, а не электрическое поле, как в полевых (униполярных) транзисторах.

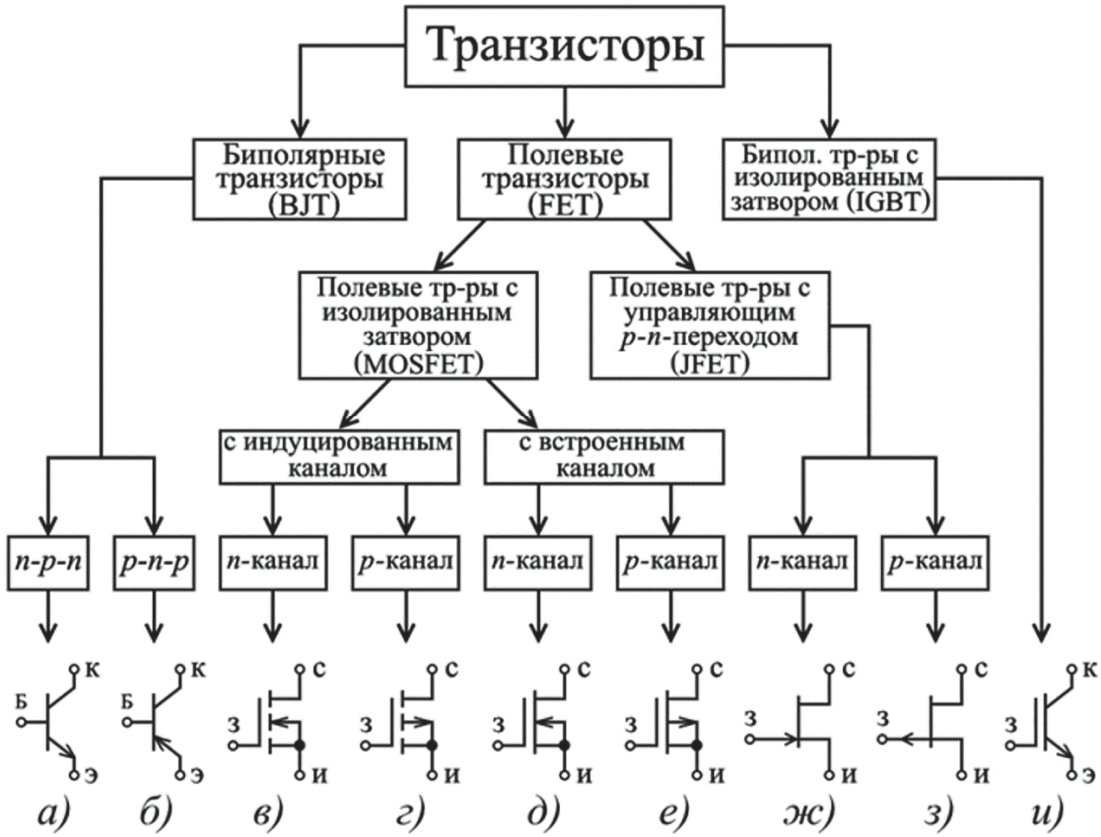


Рисунок 3.9 – Классификация основных типов транзисторов и их условное графическое обозначение: а – биполярный n-p-n-транзистор; б – биполярный p-n-p-транзистор; в – n-канальный полевой транзистор с изолированным затвором и индуцированным каналом; г – p-канальный полевой транзистор с изолированным затвором и индуцированным каналом; д – n-канальный полевой транзистор с изолированным затвором и встроенным каналом; ж – n-канальный полевой транзистор с управляющим p-n переходом; з – p-канальный полевой транзистор с управляющим p-n переходом; и – биполярный транзистор с изолированным затвором

Биполярный транзистор состоит из трёх полупроводниковых слоёв с чередующимся типом примесной проводимости: эмиттера (Э), базы (Б) и коллектора (К). В зависимости от порядка чередования слоёв различают *n-p-n* и *p-n-p* транзисторы. К каждому из слоёв подключены проводящие контакты.

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

Говоря об униполярных транзисторах, то есть о транзисторах с одним типом носителей, которые также называют полевыми транзисторами (международный термин – Field Effect Transistor (FET)), надо сказать, что известны три вида поля: электрическое, магнитное и электромагнитное. Так вот ПТ конструктивно представляют собой трехвыводное устройство, в котором ток через канал управляется электрическим полем, формируемым напряжением, приложенным между затвором и управляющим электродом. Поскольку проводимость тока через канал транзистора обусловлена лишь одним видом носителей заряда, то полевой транзистор может быть либо *n*-канальным, либо *p*-канальным.

Таким образом, можно представлять, что транзистор – это переменный резистор, сопротивление которого регулируется либо электрическим током (биполярный транзистор), либо электрическим полем (полевой транзистор).

Учитывая, что электрический ток – это направленное движение электрических зарядов, то для работы БТ необходимо перемещение электрических зарядов.

В то же время для регулирования переменным сопротивлением ПТ необходимо лишь наличие электрических зарядов, а не их перемещение. А это означает, что ПТ практически не потребляют электрическую энергию.

Следовательно, для управления полевыми транзисторами требуется гораздо меньше энергии, чем биполярными транзисторами.

Для всех биполярных транзисторов характерна инерционность, обусловленная временем рассасывания неосновных носителей, накопленных в базе, резко ограничивающая скорость переключения. Это явление заметно усиливается с увеличением рабочего тока. Для обеспечения надежной работы транзисторов их режимы должны выбираться исходя из области безопасной работы.

Полевые транзисторы, в свою очередь, делятся на транзисторы с управляющим *p-n* переходом (Junction Field Effect Transistor (JFET)) и с изолированным затвором (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor (MOSFET)).

На отечественных принципиальных электрических схемах транзистор помечается символом VT. В международных обозначениях используется символ Q.

Современная промышленность предлагает достаточно широкий набор типов транзисторов. На рисунке 3.9 приведены условные графические обозначения транзисторов, которые наиболее часто используются при разработке принципиальных электрических схем радиотехнических и телекоммуникационных устройств.

УГО биполярных транзисторов на электрических принципиальных схемах приведено на рисунке 3.9, *а, б*. Короткая черточка с линией-выводом от середины символизирует базу, а 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 (рисунок 3.9, *б*), то это означает, что эмиттер имеет электропроводность типа *p*, а база – типа *n* (транзистор типа

p-n-p). Если же стрелка направлена в противоположную сторону (рисунок 3.9, *а*), 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 между затвором и управляющим электродом. Что и отражено в названии – полевой. ПТ объединяет общий признак – большое входное сопротивление. Как правило, они, как и все транзисторы, имеют три вывода. Исток (И) – вывод транзистора, поставляющего в канал основные носители заряда. Сток (С) – вывод, который собирает носители заряда из канала. Затвор (З) – вывод, на который подается управляющее напряжение относительно истока. В УГО полевых транзисторов на принципиальных электрических схемах стрелка направлена к каналу (*n*-тип) или от канала (*p*-тип).

У полевых транзисторов с управляющим *p-n* переходом (JFET) канал образован полупроводниковым материалом между обратно 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 (рисунок 3.9, *ж*, *з*).

У полевых транзисторов 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 равноценные аббревиатуры: МОП (металл-окисел-полупроводник) или МДП (металл-диэлектрик-полупроводник). Международное название таких транзисторов – MOSFET.

В свою очередь полевые транзисторы с изолированным затвором делятся:

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

Встроенный канал обозначается сплошной линией (рисунок 3.9, *д, е*), а индуцированный канал (наведенный электрическим полем), обозначается пунктиром (рисунок 3.9, *в, г*).

В последние годы широкое распространение в ИЭП радиотехнических и телекоммуникационных устройствах получили комбинированные транзисторы, объединяющие свойства биполярных и полевых транзисторов. Они называются биполярными транзисторами с изолированным затвором (БТИЗ) или международное название Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT).

БТИЗ, как и другие транзисторы, имеют три вывода. Биполярный транзистор с изолированным затвором сочетает в одной полупроводниковой структуре два транзистора: 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 БТИЗ (рисунок 3.9, *и*) совмещает условные изображения полевого транзистора (затвор) и биполярного транзистора (эмиттер и коллектор).

3.4. Электронная компонентная база: 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 близко расположенных *p-n* перехода.

3.4.1. Физика биполярных транзисторов

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 полупроводниковым прибором. Чтобы полнее собрать носителей заряда область коллектора обычно делается шире, чем эмиттера, у которого другая функция – инжектировать носители в область базы. Менять эмиттер и коллектор местами с помощью смены полярности подключения не рекомендуется.

Базу БТ стараются делать очень тонкой. Чем меньше ширина базы, тем меньше потери от рекомбинации носителей в базе и 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 параметром является электрическая прочность перехода коллектор-база, но хуже усилительные свойства. Базу обычно изготавливают из слаболегированного полупроводника (из-за чего она имеет большое сопротивление).

В обоих типах транзисторов физические процессы аналогичны, различие только в типе инжектируемых эмиттером и собираемых коллектором носителей. Коллекторный ток у транзисторов *n-p-n* образован электронами, которые

имеют бóльшую подвижность в кристалле полупроводника, чем и объясняются лучшие характеристики этих транзисторов.

Транзисторы обоих типов широко применяются в аналоговой электронике, где надо усиливать сигналы разной полярности. В цифровой и силовой электронике, когда сигналы однополярные и быстродействие является одной из важнейших характеристик, преимущества *n-p-n* транзистора бесспорны. Среди силовых транзисторов предпочтение также отдается *n-p-n* транзисторам, обладающими лучшими характеристиками.

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

Структура биполярного транзистора содержит два *p-n* перехода (рисунок 3.10). В активном (усилительном) режиме работы эмиттерный переход (ЭП) должен быть прямо смещенным (потенциал минус на эмиттере относительно базы), а коллекторный переход (КП) – обратно смещенным (потенциал плюс на коллекторе относительно базы).

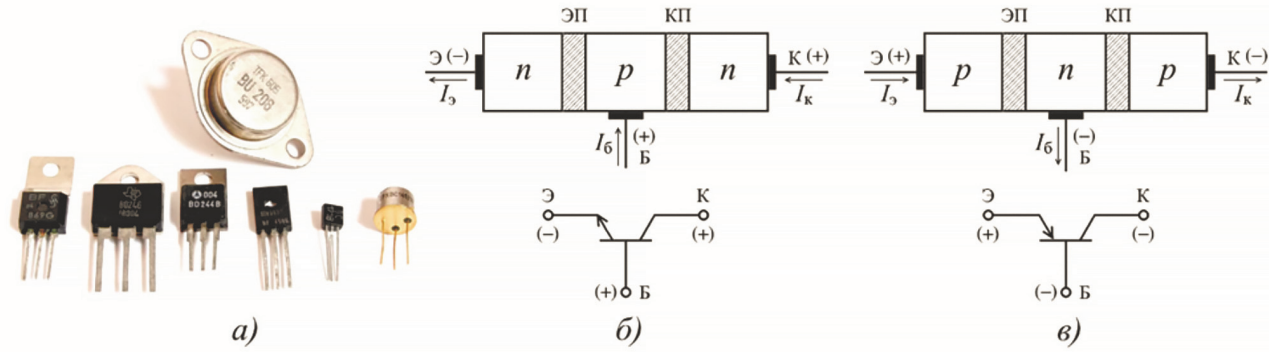


Рисунок 3.10 – Биполярные транзисторы:
а – внешний вид; б – структура и УГО n-p-n типа; в – структура и УГО p-n-p типа

Электроны из эмиттерной области через прямо смещённый переход ЭП 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 ширину, чтобы инжектированные носители не успели рекомбинировать в области базы. Это условие существенно для обеспечения транзисторного эффекта.

Упрощенные структуры биполярных транзисторов показаны на рисунке 3.11. Направление токов транзистора на рисунке 3.11 указаны стрелками: $I_э$ – ток эмиттера транзистора; $I_к$ – ток коллектора транзистора; $I_б$ – ток базы транзистора.

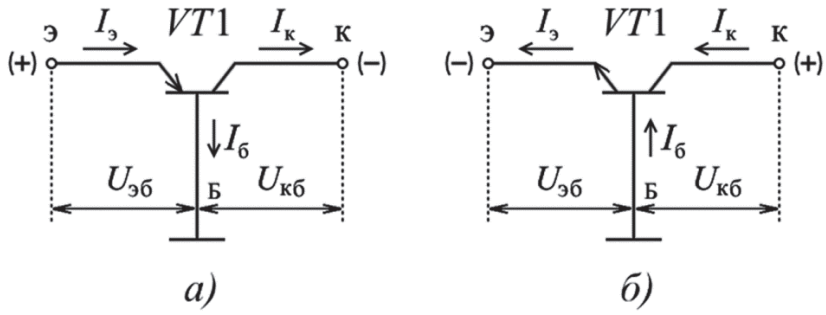


Рисунок 3.11 – Напряжения и токи биполярных транзисторов: а – p-n-p типа; б – n-p-n типа

Полярность напряжения на выводах *К* и *Э* транзистора приведена относительно общего вывода *Б*. Ток коллекторный $I_к$ и ток эмиттерный $I_э$ достаточно близки по величине. Разницу между ними составляет небольшой ток базы $I_б$, связанный с рекомбинацией носителей в области базы.

Конструктивное оформление биполярных транзисторов обусловлено величиной рассеиваемой ими мощностью и способом отвода тепла от корпуса. Силовые транзисторы требуют специальных средств отвода тепла (тепловые трубы или радиаторы). Кристалл силовых транзисторов герметизируется в корпусе с поверхностью, обеспечивающей тепловой контакт с внешним теплостоком. Корпус маломощных транзисторов ориентирован на сброс тепла от транзистора за счет естественной конвекции.

Принцип действия транзисторов *p-n-p* типа и *n-p-n* типа идентичен. При малом изменении тока $I_б$ (входной сигнал) пропорционально изменяется ток коллектора $I_к$ (выходной сигнал). Именно это является результатом усиления сигнала в биполярном транзисторе.

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 $I_к$, таким образом, практически равен току эмиттера $I_э$ за исключением небольшой потери на рекомбинацию в базе

$$I_э = I_к + I_б. \tag{3.3}$$

Коэффициент передачи по току α, связывающий ток эмиттера и ток коллектора, называется коэффициентом передачи тока эмиттера

$$\alpha = I_к / I_э. \tag{3.4}$$

Численное значение коэффициента передачи тока эмиттера α равно 0,90…0.99 и всегда меньше единицы. Ток коллектора не может быть больше тока эмиттера. Чем ближе значение коэффициента α к единице, тем эффективней транзистор передаёт ток на выход.

При включении транзистора по схеме с общим эмиттером (ОЭ), где входным током является ток базы $I_б$, а выходным – ток коллектора $I_к$, параметром, связывающим выходной сигнал со входным, является коэффициент усиления по току β

$$\beta = I_к / I_б. \tag{3.5}$$

Для определения связи между коэффициентом передачи α тока эмиттера и коэффициента усиления по току β БТ в формулу (3.4) следует подставить выражение для $I_э$ из формулы (3.3). Тогда можно записать

$$\alpha = I_к / I_э = \frac{I_к}{I_к + I_б}.$$

В полученном выражении для коэффициента передачи тока эмиттера α можно разделить числитель и знаменатель на $I_б$. Тогда получают

$$\alpha = \frac{I_к / I_б}{(I_к + I_б)/I_б} = \frac{\beta}{1+\beta}. \tag{3.6}$$

Из полученной формулы следует, что параметры β и α имеют одну и ту же природу, но разную форму представления и между ними имеется связь, определяемая соотношением

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}. \tag{3.7}$$

Если коэффициент передачи тока эмиттера α всегда меньше единицы, то коэффициент усиления по току β всегда больше единицы, а его типовое значение изменяется от 10 до 300. В редких случаях численное значение β может быть малым (порядка $\beta = 2 \ldots 5$ у очень широкополосных транзисторов), или очень большим (порядка $\beta = 5000 \ldots 10000$ у специальных низковольтных супербетатранзисторов).

Большое значение коэффициента усиления по току ($\beta \gg 1$) 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 электрической нейтральности 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 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 он должен иметь большое электрическое сопротивление.

Режимы насыщения и отсечки транзисторов играют важнейшую роль в работе силовых ключей импульсных устройств из-за малой рассеиваемой мощности как при выключенном, так и при полностью открытом транзисторе (рисунок 3.12). В режиме насыщения оба перехода (эмиттерный и коллекторный) прямо смещены (открыты).

На рисунке 3.12, *а* показаны три нагрузочных характеристики 1, 2 и 3. Они иллюстрируют тот факт, что для режима насыщения транзистора напряжение $U_{\text{кэ нас}}$ между коллектором и эмиттером остается малой величиной, равной 0,3…0,7 В, в то время как коллекторный $I_{\text{к нас}}$, определяемый параметрами внешней электрической цепи

$$I_{\text{к нас}} = U_{\text{п}}/R_{R_{\text{к}}}, \tag{3.8}$$

изменяется существенно. Здесь $U_{\text{п}}$ – напряжение коллекторного источника питания, $R_{R_{\text{к}}}$ – сопротивление резистора в цепи коллектора. Напряжение $U_{\text{кэ нас}}$ между коллектором и эмиттером в режиме насыщения минимально и практически не зависит от силы тока $I_{\text{к}}$ транзистора.

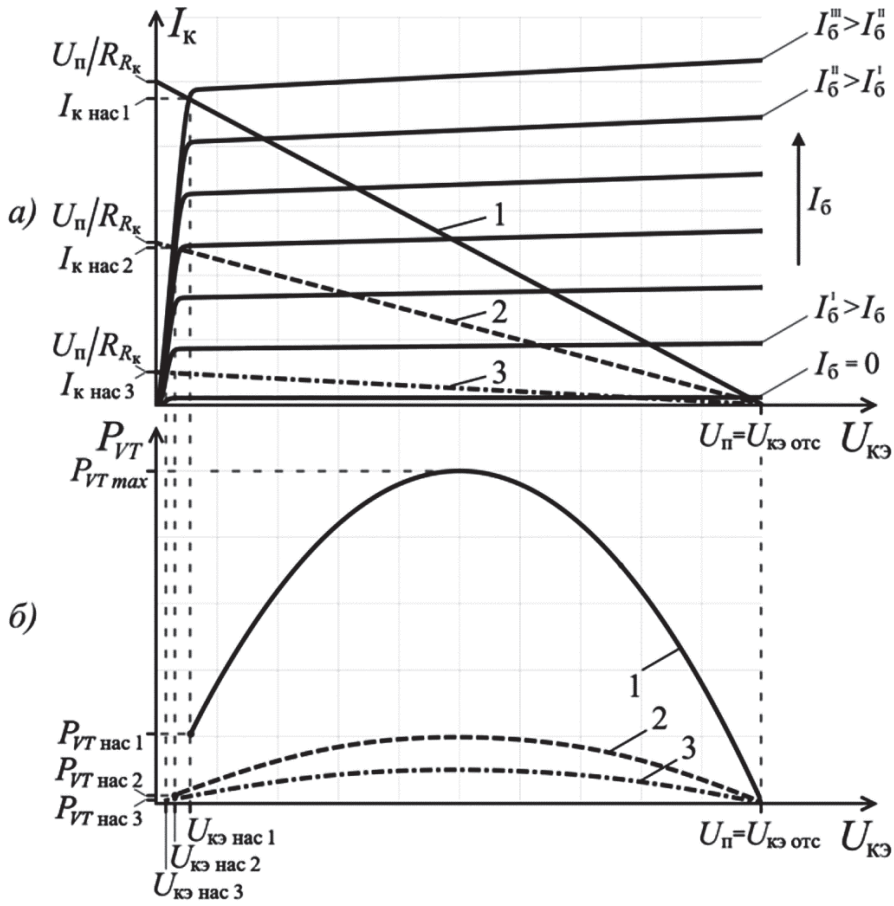


Рисунок 3.12 – Биполярный транзистор:
а – коллекторная характеристика; б – мощностная характеристика

В режиме отсечки оба перехода (эмиттерный и коллекторный) обратно смещены (заперты). Эмиттерный и коллекторный токи через транзистор пренебрежимо малы по сравнению с током в режиме насыщения. Напряжение $U_{кэ\ отс}$ между коллектором и эмиттером в режиме отсечки практически равно напряжению коллекторного источника питания $U_п$.

В активном режиме эмиттерный переход прямо смещен, а коллекторный обратно смещен. На транзисторе рассеивается значительно бóльшая мощность, чем в режимах отсечки и насыщения. Это наглядно иллюстрирует мощностная характеристика, показанная на рисунке 3.12, *б*.

3.4.2. Типовые схемы включения транзисторов

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 (рисунок 3.13): с общей базой (ОБ); с общим эмиттером (ОЭ) и с общим коллектором (ОК).

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

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, отличающиеся при разных способах включения транзистора.

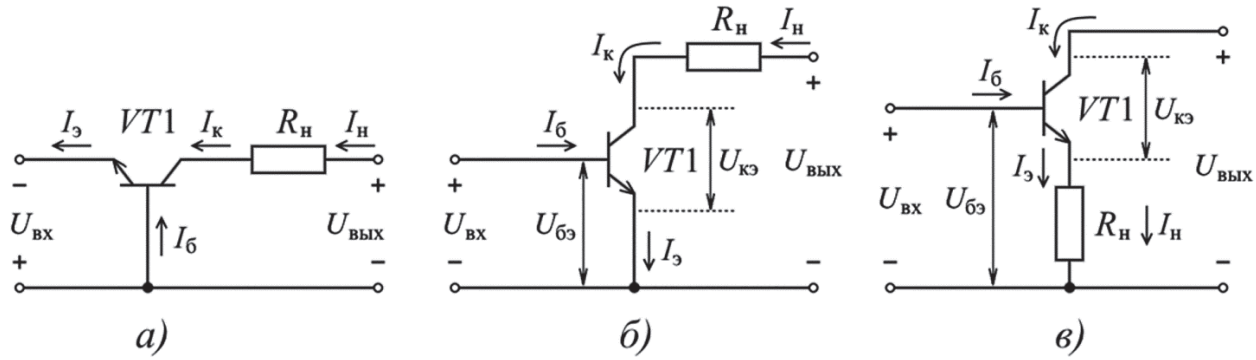


Рисунок 3.13 – Схемы включения транзистора:
а – ОБ; б – ОЭ; в – ОК

В силу превосходных усилительных свойств по току, напряжению и мощности включение транзистора по схеме с ОЭ пользуется популярностью в различных областях аналоговой, цифровой и силовой электроники. На основе схем с ОЭ выполняются различные маломощные и мощные усилительные каскады, а также силовые ключи устройств электропитания. 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).

На рисунке 3.14 представлены типовые входные и выходные ВАХ биполярного транзистора, включенного по схеме с ОЭ.

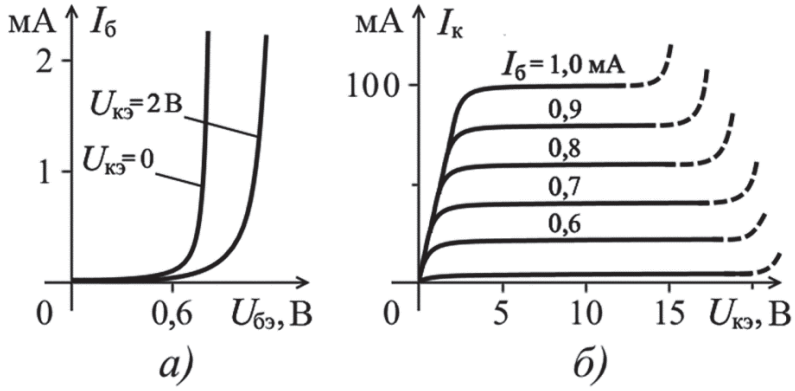


Рисунок 3.14 – Вольт-амперные характеристики биполярного транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером:
а – входные; б – выходные

Входные характеристики $I_б = f(U_{бэ})$ БТ, включенного по схеме с ОЭ, отражают зависимость входного тока (тока базы $I_б$) от входного напряжения (напряжения база-эмиттер $U_{бэ}$) при постоянном напряжении коллектор-эмиттер $U_{кэ}$. Входная характеристика транзистора подобна прямой ветви ВАХ выпрямительного диода. На рисунке 3.14, *а* показано, что пороговое напряжение, при котором кремниевые транзисторы открываются, равно ~0,6…0,7 В.

Кроме того, входная характеристика транзистора в некоторой степени зависит от коллекторного напряжения, так как ширина базы, а, следовательно, и ток базы зависят от напряжения на коллекторном переходе. Действительно, с увеличением напряжения на коллекторе наблюдается эффект, который получил название «эффект Эрли» или «эффект модуляции ширины базы».

Суть его состоит в том, что с ростом напряжения коллектора происходит расширение области объемного заряда коллекторного перехода и граница этой области приближается к эмиттерному переходу, то есть ширина базы становится у́же. При уменьшении ширины базы снижается вероятность рекомбинации, что при одинаковом токе эмиттера, эквивалентно уменьшению тока базы и некоторому увеличению тока коллектора. Следовательно, с уменьшением тока базы входные характеристики будут смещаться вправо.

Выходные характеристики $I_к = f(U_{кэ})$ БТ, включенного по ОЭ, представляют собой зависимость выходного тока (тока коллектора $I_к$) от напряжения коллектор-эмиттер $U_{кэ}$ при постоянном токе базы $I_б = const$ (рисунок 3.14, *б*). При малом коллекторном напряжении $U_{кэ}$ (начальная часть характеристики) с ростом напряжения все большее количество носителей заряда достигает коллектора. Поэтому ток коллектора $I_к$ растет практически пропорционально напряжению $U_{кэ}$. Но, начиная с некоторого напряжения $U_{кэ\,нас}$, практически все носители заряда достигают коллектора, и дальнейший рост коллекторного тока практически прекращается. 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 ширина базы, вследствие чего уменьшается время нахождения неосновных носителей (электронов) в области базы. Это вызывает уменьшение числа рекомбинированных носителей и увеличение их количества, достигших коллектора. Эффект Эрли является причиной небольшого приращения коллекторного тока при увеличении коллекторного напряжения.

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 $R_{вых\,ОЭ}$ транзистора можно определить из ВАХ по формуле

$$R_{вых\,ОЭ} = \left|\frac{\Delta U_{кэ}}{\Delta I_к}\right|, \qquad (3.9)$$

где $\Delta U_{кэ}$ – изменение падения напряжения коллектор-эмиттер $U_{кэ}$,

$\Delta I_к$ – соответствующее $\Delta U_{кэ}$ изменение тока коллектора $I_к$.

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 на конкретный транзистор в технических условиях (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:

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

В качестве примера на рисунке 3.15 приведен внешний вид транзистора средней мощности общего применения типа КТ815.

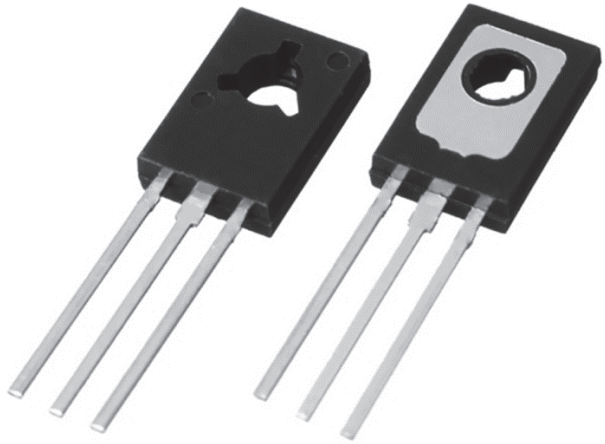


Рисунок 3.15 – Внешний вид транзисторов КТ815

Транзисторы КТ815 предназначены для работы в ключевых и линейных схемах и выполнены по эпитаксиально-планарной кремниевой технологии с *n-p-n* структурой. Транзистор КТ815 широко распространен в пластмассовом

корпусе и имеет три металлических вывода. Цоколевка для всей серии КТ815 одинаковая. Для крепления к теплоотводу (тепловая труба или радиатор) имеется отверстие (диаметром 3 мм). Масса таких изделий не превышает 1 грамма.

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:

- $U_{\text{кэ нас}}$ (напряжение насыщения между коллектором и эмиттером) – минимальное напряжение между коллектором и эмиттером в режиме насыщения равно 0,5…0,6 В;
- β (коэффициент усиления по току в схеме с ОЭ) равен 275;
- $I_{\text{кэ }0}$ (обратный ток коллектор – эмиттер) – ток между коллектором и эмиттером запертого транзистора равен 100 мкА.

Предельные параметры:

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

Биполярные транзисторы требуют для своего управления большие затраты энергии и не позволяют повысить частоту переключения. Биполярный транзистор – это токовый полупроводниковый прибор, то есть управление его включением и выключением осуществляется током базы.

В мощных ИЭП применяются специальные биполярные транзисторы. Главными параметрами этих мощных транзисторов являются напряжение, ток и преобразуемая мощность. Структура, конструкция, характеристики и параметры

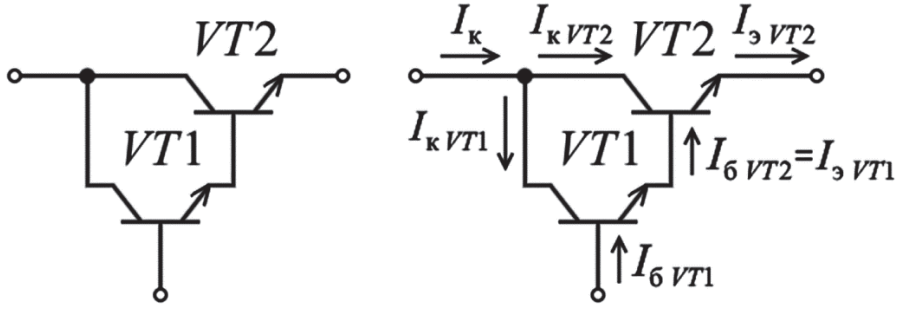
мощных биполярных транзисторов существенно отличаются от маломощных приборов. Это объясняется тем, что мощные транзисторы должны рассеивать большую мощность на коллекторном переходе и выдерживать большие напряжения коллектор-эмиттер. Конструктивно мощный биполярный транзистор выполняется в виде вертикальной структуры. 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.

3.4.3. Составные транзисторы

Составной транзистор – это электрическое соединение двух (или более) биполярных, полевых или комбинированных биполярно-полевых транзисторов с целью улучшения их электрических характеристик, например, для увеличения коэффициента усиления по току β.

К этим схемам относят пару Дарлингтона и пару Шиклаи, нашедших широкое применение в радиоэлектронике.

Пара Дарлингтона, то есть транзистор построенный по схеме Дарлингтона, состоит из двух биполярных транзисторов одинаковой структуры *n-p-n* или *p-n-p*, 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 (рисунок 3.16, *а*).



а) *б)*

Рисунок 3.16 – Составной транзистор, построенный по схеме Дарлингтона (пара Дарлингтона): а – схема включения; б – иллюстрация схемотехники для вывода формулы определения его коэффициента усиления по току $\beta_{сост}$

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 Sidney Darlington из компании Bell Laboratories).

В данной схеме ток эмиттера $I_{э\,VT1}$ транзистора $VT1$ фактически является током базы $I_{б\,VT2}$ транзистора $VT2$, так как транзисторы $VT1$ и $VT2$ соединены коллекторами, а эмиттер входного транзистора $VT1$ соединен с базой выходного транзистора $VT2$.

Такое соединение транзисторов рассматривают как один эквивалентный транзистор структуры *n-p-n*, коэффициент усиления по току $\beta_{\text{сост}}$ которого при работе транзисторов в активном режиме приблизительно равен произведению коэффициентов усиления по току первого β_1 и второго β_2 транзисторов, то есть

$$\beta_{\text{сост}} = \beta_1 \cdot \beta_2. \tag{3.10}$$

Это соотношение можно получить следующим образом.

По определению коэффициент усиления по току $\beta_{\text{сост}}$ составного транзистора, построенного по схеме Дарлингтона, можно записать в виде (рисунок 3.16, *б*)

$$\beta_{\text{сост}} = \frac{I_{\text{к}}}{I_{\text{б}\,VT1}}, \tag{3.11}$$

где $I_{\text{к}}$ – коллекторный ток составного транзистора, равный сумме коллекторного тока $I_{\text{к}\,VT2}$ транзистора $VT2$ и коллекторного тока $I_{\text{к}\,VT1}$ транзистора $VT1$, то есть $I_{\text{к}} = I_{\text{к}\,VT2} + I_{\text{к}\,VT1}$.

Коллекторный ток $I_{\text{к}\,VT2}$ транзистора $VT2$ определяется коэффициентом усиления по току β_2 и током базы $I_{б\,VT2}$ транзистора, то есть

$$I_{\text{к}\,VT2} = \beta_2 \cdot I_{б\,VT2}.$$

А учитывая, что ток эмиттера $I_{э\,VT1}$ транзистора $VT1$ равен току базы $I_{б\,VT2}$ транзистора $VT2$, полученная формула принимает вид

$$I_{\text{к}\,VT2} = \beta_2 \cdot I_{э\,VT1}. \tag{3.12}$$

В соответствии с первым правилом Кирхгофа для транзистора $VT1$ выполняется условие

$$I_{э\,VT1} = I_{\text{к}\,VT1} + I_{б\,VT1}.$$

В свою очередь коллекторный ток $I_{\text{к}\,VT1}$ транзистора $VT1$ определяется коэффициентом усиления по току β_1 и током базы $I_{б\,VT1}$ транзистора, то есть

$$I_{\text{к}\,VT1} = \beta_1 \cdot I_{б\,VT1}. \tag{3.13}$$

Тогда уравнение для определения тока эмиттера $I_{э\,VT1}$ транзистора $VT1$ можно переписать в виде

$$I_{э\,VT1} = \beta_1 \cdot I_{б\,VT1} + I_{б\,VT1} = (\beta_1 + 1) \cdot I_{б\,VT1}.$$

С учетом полученного соотношения формулу (3.12) можно записать в виде

$$I_{\text{к}\,VT2} = \beta_2 \cdot (\beta_1 + 1) \cdot I_{б\,VT1}.$$

Это позволяет преобразовать уравнение (3.11) для определения коэффициента усиления по току $\beta_{\text{сост}}$ составного транзистора, построенного по схеме Дарлингтона, к виду

$$\beta_{\text{сост}} = \frac{I_{\text{к}}}{I_{\text{б}\,VT1}} = \frac{I_{\text{к}\,VT2} + I_{\text{к}\,VT1}}{I_{\text{б}\,VT1}} = \frac{\beta_2 \cdot (\beta_1 + 1) \cdot I_{\text{б}\,VT1} + \beta_1 \cdot I_{\text{б}\,VT1}}{I_{\text{б}\,VT1}} =$$
$$= \beta_2 \cdot (\beta_1 + 1) + \beta_1.$$

Таким образом, коэффициент усиления по току $\beta_{\text{сост}}$ пары Дарлингтона определяется формулой

$$\beta_{\text{сост}} = \beta_2 \cdot (\beta_1 + 1) + \beta_1. \quad (3.14)$$

Для практических расчетов полученная формула явно неудобна. Поэтому ее целесообразно упростить с учетом реальных значений β_1 и β_2.

Типовое значение коэффициент усиления по току маломощных транзисторов, как отмечалось ранее, изменяется в диапазоне от 10 до 300. Для оценочных расчетов $\beta_{\text{сост}}$ можно принять, что β_1 и β_2 равны 100.

После упрощений в (3.14) коэффициент усиления по току $\beta_{\text{сост}}$ пары Дарлингтона определяется формулой

$$\beta_{\text{сост}} \simeq \beta_1 \cdot \beta_2. \quad (3.15)$$

Основным преимуществом составного транзистора является высокий коэффициент усиления по току $\beta_{\text{сост}}$. Как следует из формулы (3.15), если коэффициент усиления одного маломощного транзистора равен 70, а другого мощного 100, то коэффициент усиления составного транзистора равен произведению этих величин, то есть $\beta_{\text{сост}} = 7000$. Высокий коэффициент усиления по току обеспечивает управление малым током, поданным на управляющий вход составного транзистора, выходным током, превышающим входной на несколько порядков.

Из недостатков схемы Дарлингтона следует отметить повышенное напряжение $U_{\text{кэ нас}}$ в режиме насыщения. Если для обычных транзисторов $U_{\text{кэ нас}}$ составляет $\sim$0,4 В, то в составном транзисторе из двух транзисторов это напряжение возрастает до 0,9 В. Объясняется это тем, что для открывания составного транзистора необходимо открыть транзистор $VT1$, а для этого на его базу следует подать напряжение $U_{\text{бэ}\,VT1}$ примерно равное 0,7 В плюс падение напряжения на открытом транзисторе $VT2$.

Этого недостатка лишена схема составного транзистора на комплементарных транзисторах с разным типом проводимости, но близкими параметрами, предложенная инженером Шиклаи и получившая название пары Шиклаи (рисунок 3.16). Напряжение насыщения база – эмиттер составного транзистора по схеме Шиклаи намного ниже, чем для схемы Дарлингтона.

В отличие от схемы Дарлингтона, состоящей из двух транзисторов одного типа проводимости, схема Шиклаи содержит транзисторы разного типа проводимости (*p-n-p* и *n-p-n*).

Приведённая на рисунке 3.17 пара Шиклаи электрически эквивалентна *n-p-n* транзистору с большим коэффициентом усиления. Входное напряжение – это напряжение между базой и эмиттером транзистора $VT2$.

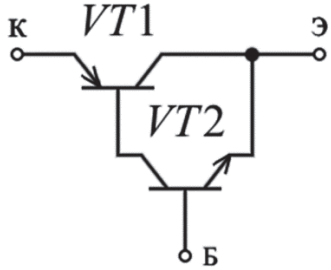


Рисунок 3.17 – Составной транзистор, построенный по схеме Шиклаи (пара Шиклаи)

Общим недостатком составных транзисторов является невысокое быстродействие. Поэтому они нашли широкое применение в низкочастотных усилительных схемах и линейных стабилизаторах. В схемах на высоких частотах составные транзисторы уже не имеют таких преимуществ – граничная частота усиления по току и быстродействие составных транзисторов меньше, чем эти же параметры для каждого из транзисторов $VT1$ и $VT2$.

Составные транзисторы прекрасно зарекомендовали себя во входных каскадах операционных усилителей, в выходных каскадах мощных усилителей низкой частоты, в линейных стабилизаторах напряжения, а также в схемах управления электродвигателями.

Таким образом, можно представлять, что транзистор – это переменный резистор, сопротивление которого регулируется либо электрическим током (биполярный транзистор), либо электрическим полем (полевой транзистор).

Учитывая, что электрический ток – это направленное движение электрических зарядов, то для работы БТ необходимо перемещение электрических зарядов.

В то же время регулирование переменным сопротивлением ПТ необходимо лишь наличие электрических зарядов, а не их перемещение. А это означает, что полевые транзисторы практически не потребляют электрическую энергию.

Следовательно, для управления полевыми транзисторами требуется гораздо меньше энергии, чем биполярными транзисторами.

3.5. Электронная компонентная база: полевые транзисторы

Полевые транзисторы во многих случаях являются удачным дополнением биполярных транзисторов, если надо, например, обеспечить высокое входное сопротивление каскада. Ведь ток затвора ПТ практически равен нулю. Усилительные свойства ПТ обусловлены током основных носителей, протекающим через проводящий канал, который управляется электрическим полем. Принцип управления электрическим полем, созданным управляющим сигналом, отражен в названии семейства подобных приборов – полевые транзисторы (Field Effect Transistors). Реже встречаются другие названия, такие как:

– униполярные (в отличие от биполярных), поскольку электрический ток через транзистор осуществляется переносом только основными носителями заряда электронами (*n*-типа) или дырками (*p*-типа);

– канальные транзисторы, поскольку ток через транзистор обусловлен свойствами канала, через который протекают носители заряда.

Полевые транзисторы как отдельные электронные компоненты имеют три вывода: исток (И), сток (С) и затвор (З) или управляющий электрод. В составе интегральных схем ПТ могут иметь другие выводы.

Физический смысл перечисленных терминов:

– канал – область полупроводникового кристалла *p*- или *n*-типа, через которую проходит ток основных носителей;
– исток – электрод и соответствующая полупроводниковая область, из которой основные носители вводятся в канал;
– сток – также электрод и полупроводниковая область, через которую основные носители выводятся из канала;
– затвор – электрод, на который подается напряжение, управляющее величиной тока, проходящего через канал.

Полевые транзисторы различаются физической структурой и способом управления проводимостью канала. Они подразделяются на транзисторы с управляющим *p-n* переходом (JFET), транзисторы с изолированным затвором MOSFET. В русской терминологии полевые транзисторы с изолированным затвором, имеющие структуру «метал – диэлектрик – полупроводник» называются МДП транзисторами. В качестве диэлектрика часто используется оксид кремния. Поэтому такие транзисторы называются МОП транзисторами «метал – оксид – полупроводник».

Термины МОП и МДП являются синонимами для кремниевой технологии, так как в структуре полевого 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, арсенид галлия (GaAs)) 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 ПТ достаточно прост и был предложен примерно на 20 лет раньше появления биполярных транзисторов. Однако первые маломощные (сигнальные) полевые транзисторы появились лишь в конце пятидесятых годов прошлого века, в то время как силовые полевые транзисторы удалось создать только в середине 70-х годов прошлого столетия.

У ПТ ток, проходящий через него, регулируется внешним электрическим полем, то есть напряжением. Это принципиальное различие между полевыми и биполярными транзисторами. 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). Часто полевые транзисторы называют униполярными транзисторами, поскольку электрический ток через транзистор

осуществляется переносом только основными носителями заряда электронами (*n*-типа) или дырками (*p*-типа).

3.5.1. Полевые транзисторы с управляющим p-n переходом

Полевые транзисторы с управляющим *p-n* переходом представляют собой полупроводниковое устройство с тремя выводами, у которого модуляция проводимости канала происходит за счет изменения толщины слоя объемного заряда *p-n* перехода, смещенного в обратном направлении. Как полевым транзисторам с управляющим *p-n* переходом, так и биполярным транзисторам свойственна высокая эффективность, быстродействие, надежность и дешевизна. Они выполняют сходные функции в большинстве радиоэлектронных схем, а также характеризуются хорошей технологической совместимостью с биполярной технологией и используются при производстве аналоговых ИС. Полевые транзисторы с управляющим *p-n* переходом существуют в виде двух разновидностей – с *n-* и *p*-каналом, подобно, как биполярные в виде *p-n-p* и *n-p-n* структуры. Главным преимуществом полевых транзисторов JFET по сравнению с биполярными транзисторами является большое входное сопротивление.

Устройство полевого транзистора с управляющим *p-n* переходом проще, чем устройство биполярного транзистора (рисунок 3.18). В отличие от биполярного, у полевого транзистора нет *p-n* переходов в пределах основного пути канала, образованного 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).

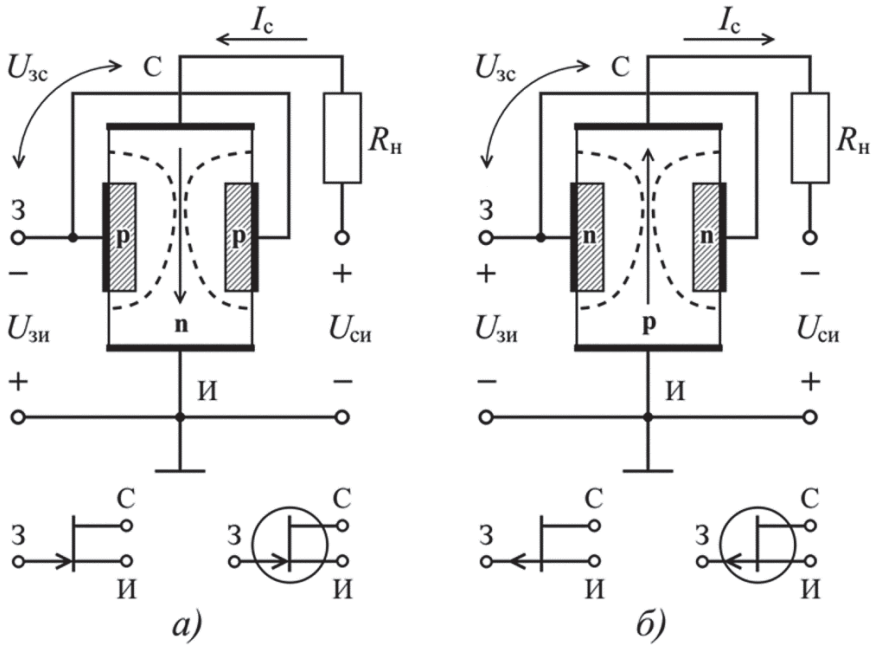


Рисунок 3.18 – Структура, полярность напряжений на выводах и УГО полевых транзисторов с управляющим p-n переходом:
а – с n-каналом; б – с p-каналом

Транзистор с полевым эффектом является однополярным устройством, проводимость которого зависит только от носителей заряда в канале: *n*-канальные или *p*-канальные полевые транзисторы. 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.

В ПТ с *n*-каналом электроны, являющиеся основными носителями заряда, движутся вдоль канала от истока с низким в канале потенциалом к стоку с более высоким потенциалом, образуют ток стока $I_{\text{с}}$. Увеличение обратного напряжения, приложенного к *p-n* переходу между затвором и истоком ПТ, увеличивает толщину обедненного слоя между областями *p* и *n*. Это приводит к сужению сечения канала, уменьшению электропроводности, увеличению его сопротивления и уменьшению тока стока $I_{\text{с}}$.

Полярности напряжений затвор-исток $U_{\text{зи}}$ и сток-исток $U_{си}$ определяются типом проводимости канала. Напряжение $U_{\text{зи}}$ смещает управляющий переход между затвором и каналом в обратном направлении; напряжение $U_{си}$ обеспечивает дрейф основных носителей канала от истока к стоку. Очевидно, что в случае канала *n*-типа (рис. 3.18, *а*) потенциал затвора относительно истока должен быть отрицательным, а потенциал стока – положительным. Для транзистора с каналом *p*-типа (рис. 3.18, *б*) полярности напряжений будут противоположными.

При нулевом напряжении на затворе ПТ максимально открыт. По мере увеличения отрицательного напряжения на затворе, создаваемое им электрическое поле не дает основным носителям пройти через канал, как бы «пережимает» его. Ток стока снижается, а при некотором напряжении и прекращается вовсе. Это напряжение называется напряжением отсечки $U_{\text{зи отс}}$.

ПТ, в отличие от обычного БТ, управляется не током, а напряжением. Тока в цепи затвора практически нет, так как *p-n* переход в полевом транзисторе находится под обратным напряжением. Благодаря этому даже обычный каскад с общим истоком обладает высоким входным сопротивлением.

Очевидно, что канал может существовать только при запирающем напряжении на затворе. Поэтому для транзистора с *n*-каналом напряжение между затвором и истоком $U_{\text{зи}}$ должно быть отрицательным. При этом, чтобы через канал протаскивать носители (электроны) полярность стока должна быть положительной $+U_{\text{си}}$ относительно истока (рисунок 3.18, *а*). Для транзистора с *p* каналом (основные носители – дырки) питающие напряжения должны иметь противоположную полярность, чем у *n*-канального. Затвор относительно истока должен быть положительным $U_{\text{зи}}$ при отрицательном напряжении на стоке относительно истока $U_{\text{си}}$ (рисунок 3.18, *б*).

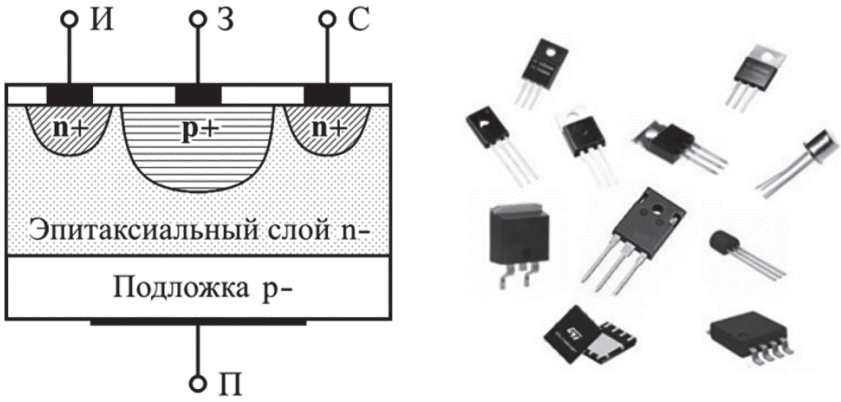
Встречается два вида УГО. При отображении дискретного транзистора условное графическое обозначение транзистора помещают в кружок, символизирующий его корпус. При отображении транзистора в интегральном исполнении его УГО выполняют без кружка (рисунок 3.9).

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, а затвора − с другой стороны на продолжении линии истока. Электропроводность канала указывают стрелкой на символе затвора.

При производстве интегральных схем, когда на одной подложке в едином технологическом процессе изготавливается большое число полупроводниковых приборов, используется планарная топология (рисунок 3.19, *а*), когда все выводы должны располагаться с одной стороны подложки. Это позволяет существенно снизить стоимость компонентов, обеспечивает максимальную идентичность их параметров, высокую надежность.

Структура планарного полевого транзистора с *p-n* переходом показана на рисунке 3.19, *а*.



а) *б)*

Рисунок 3.19 – Планарный вариант полевого транзистора с управляющим p-n переходом:
а – структура с n-каналом; б – внешний вид

Технологически планарный ПТ (рисунок 3.19) выполняется на монокристаллической подложке из слаболегированного кремния *p*-типа (p-) наращивается слаболегированный эпитаксиальный слой *n*-типа (n-) с такой же кристаллической ориентацией, как и 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.

Принцип действия и свойства ПТ отображаются семействами выходной и управляющей характеристик, которые имеют вид, показанный на рисунке 3.20.

Поддерживая постоянным малое напряжение между стоком и истоком $U_{\text{си}}$, достаточное для наличия дрейфа основных носителей через канал, будем увеличивать напряжение на затворе $U_{\text{зи}}$. Так как подложка соединена с истоком, то напряжение $U_{\text{зи}}$ оказывается приложенным между затвором и каналом, и его увеличение будет смещать управляющий переход в обратном направлении.

При управляющем напряжении затвор-исток $U_{\text{зи}} = 0$ канал находится в проводящем состоянии, а основные носители (электроны) могут свободно протекать между стоком и истоком.

По мере увеличения положительного напряжения сток-исток $U_{\text{си}}$ ток стока I_c через канал будет почти пропорционально возрастать в соответствии с законом Ома. Считается, что транзистор работает в омической области.

Если прикладывать к затвору отрицательное напряжение $U_{зи}$, то область *p-n* перехода расширяется в сторону канала. Проводящий канал сужается, что приводит к уменьшению тока через него. При дальнейшем увеличении абсолютного значения напряжения затвора канал полностью перекрывается, проводимость прекращается, транзистор переходит в режим отсечки. Напряжение $U_{зи}$, при котором наступает режим отсечки, называется напряжением отсечки $U_{зи\ отс}$.

Поддерживая постоянным напряжение между затвором и истоком, будем увеличивать величину напряжения сток-исток $U_{си}$. При протекании тока через канал его потенциал повышается по мере приближения к стоку. Это влечет за собой увеличение обратного смещения управляющего перехода и, соответственно, уменьшение поперечного сечения канала в направлении стока. При этом ток стока $I_с$ обозначают $I_{с\,0}$ и он практически не изменяется с ростом $U_{си}$. Такой режим принято называть режимом насыщения или режим стабилизации тока. Величину тока $I_{с\,0}$ называют током насыщения $I_{с\,0\,нас}$. А минимальную величину напряжения на стоке $U_{си}$, при которой ПТ переходит в режим насыщения, который называют, соответственно, напряжением насыщения $U_{си\,нас}$ или линейным режимом, когда транзистор может усиливать аналоговые сигналы с минимальным искажением. При достаточно больших значениях линейность выходной ВАХ нарушается вследствие процессов пробоя *p-n* перехода коллектор-база.

Стоко-затворная ВАХ, или управляющая ВАХ, отражает зависимость тока стока $I_с$ от приложенного к выводам затвор-исток напряжения $U_{зи}$ при фиксированном напряжении сток-исток $U_{си}$

$$I_с = f(U_{зи})\big|_{U_{си}=const}. \tag{3.16}$$

Характерная конфигурация ВАХ для полевых транзисторов с управляющим *p-n* переходом и каналами *n*-типа и *p*-типа показана на рисунке 3.20 и рисунке 3.21.

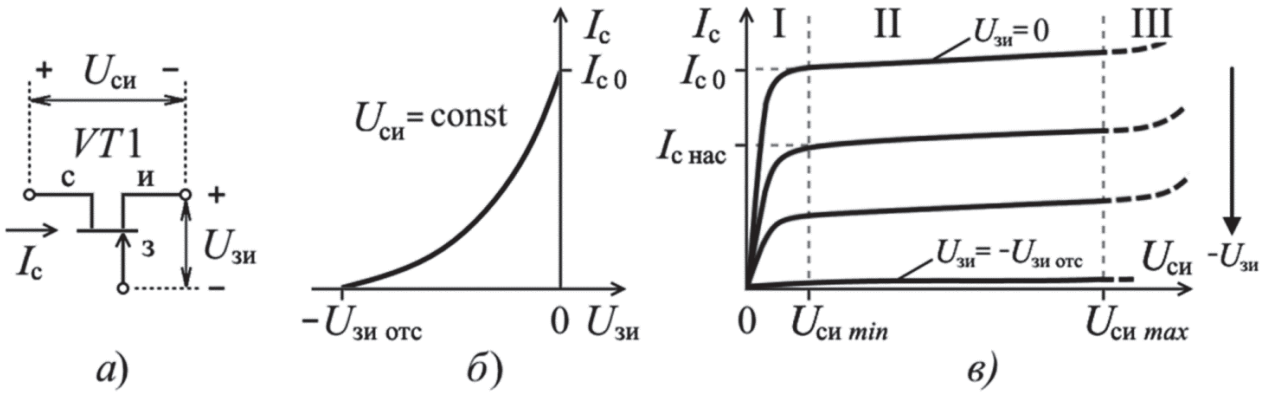


Рисунок 3.20 – JFET с каналом n-типа:
а – условное графическое обозначение полевого транзистора с указанием названий выводов и полярностей напряжений; б – стоко-затворная (входная, или передаточная) характеристика; в – семейство стоковых (выходных) характеристик

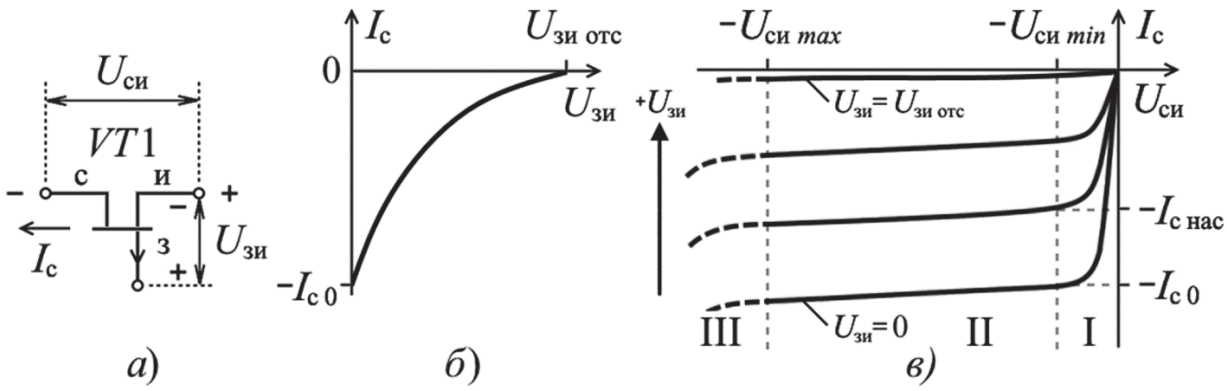


Рисунок 3.21 – JFET с каналом p-типа:
а – условное графическое обозначение полевого транзистора с указанием названий выводов и полярностей напряжений; б – стоко-затворная (входная) характеристика; в – семейство стоковых (выходных) характеристик

На рисунке 3.20, *в* показано семейство стоковых (выходных) характеристик полевого транзистора с каналом *n*-типа, представляющие собой зависимость тока стока $I_с$ от напряжения сток-исток $U_{си}$ при постоянном напряжении затвор-исток $U_{зи}$, то есть

$$I_с = f(U_{си})\big|_{U_{зи}=const}. \qquad (3.17)$$

На рисунке 3.20, *б* показано максимальное напряжение между затвором и истоком полевого транзистора, часто называемое напряжением отсечки $U_{зи\ отс}$, то есть напряжение между затвором и истоком, при котором ток стока $I_с$ полевого транзистора становится равным нулю.

Аналогичная информация о полевых транзисторах с каналом *p*-типа приведена на рисунке 3.21.

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 $I_с = 0$. При увеличении абсолютной величины напряжения $U_{си}$ напряженность продольного электрического поля растет, вызывая рост тока стока $I_с$. Ток $I_с$, 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 $U_{си\,нас}$, 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 $I_с$ 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.

На семействе стоковых (выходных) ВАХ полевых транзисторов с управляющим *p-n* переходом можно четко выделить три характерных зоны (режима работы):

- зона I, когда ($0 < U_{\text{си}} < 0{,}2\ldots0{,}6$ В) ток стока $I_{\text{с}}$ практически линейно возрастает с ростом напряжения на стоке. Это так называемая «омическая» область. Канал «исток-сток» ведет себя как резистор, а его сопротивление управляется напряжением на затворе транзистора. Этот режим может использоваться без подачи напряжения питания в качестве сопротивления, регулируемого напряжением на затворе, подобно электронному потенциометру;
- зона II, когда ток стока $I_{\text{с}}$ с ростом напряжения на стоке изменяется незначительно, то есть стабилизируется. В этом режиме минимальны нелинейные искажения усиливаемого сигнала. Этот режим широко используется в усилительных схемах и схемах стабилизации тока;
- зона III – область пробоя, ограничивающая диапазон возможных напряжений на стоке $U_{\text{си}\,max}$. При пробое разрушается резистивный канал и через транзистор протекает неконтролируемый ток.

Статические стоко-затворные характеристики $I_{\text{с}} = f(U_{\text{си}})\big|_{U_{\text{зи}}=const}$ полевых транзисторов с управляющим *p-n* переходом хорошо аппроксимируются формулой

$$I_{\text{с}} = I_{\text{с}\,0} \cdot \left(1 - \frac{U_{\text{зи}}}{U_{\text{зи отс}}}\right)^{n}, \tag{3.18}$$

где $I_{c\,0}$ – начальный ток стока (ток стока при $U_{\text{зи}} = 0$);
$U_{\text{зи отс}}$ – напряжение отсечки между затвором и истоком;
n – показатель степени.

Теоретическое значение показателя степени $n = 2$. Однако экспериментально наблюдаются значения n от 1,5 до 2,4. Такой разброс экспериментальных значений показателя степени n объясняется конструктивно-технологическими различиями ПТ, в частности, различиями распределений концентраций примесей в области канала и затвора.

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

$$S = \left.\frac{dI_{\text{с}}}{dU_{\text{зи}}}\right|_{U_{\text{си}}=const}. \tag{3.19}$$

Учитывая зависимость тока стока от напряжения затвор-исток (3.18) формулу (3.19) можно записать в виде

$$S = \frac{d}{dU_{\text{зи}}}\left(I_{\text{с}\,0} \cdot \left(1 - \frac{U_{\text{зи}}}{U_{\text{зи отс}}}\right)^{2}\right) = -\frac{2 \cdot I_{\text{с}\,0}}{U_{\text{зи отс}}} \cdot \left(1 - \frac{U_{\text{зи}}}{U_{\text{зи отс}}}\right). \tag{3.20}$$

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

$$S_{\text{нач}} = -\frac{2 \cdot I_{\text{с}\,0}}{U_{\text{зи отс}}}.$$

С учетом полученной формулы выражение (3.19) для крутизны стоко-затворной характеристики S можно записать в виде

$$S = S_{\text{нач}} \cdot \left(1 - \frac{U_{\text{зи}}}{U_{\text{зи отс}}}\right). \tag{3.21}$$

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

Рисунок 3.22 иллюстрирует методику определения крутизны стоко-затворной характеристики полевого транзистора.

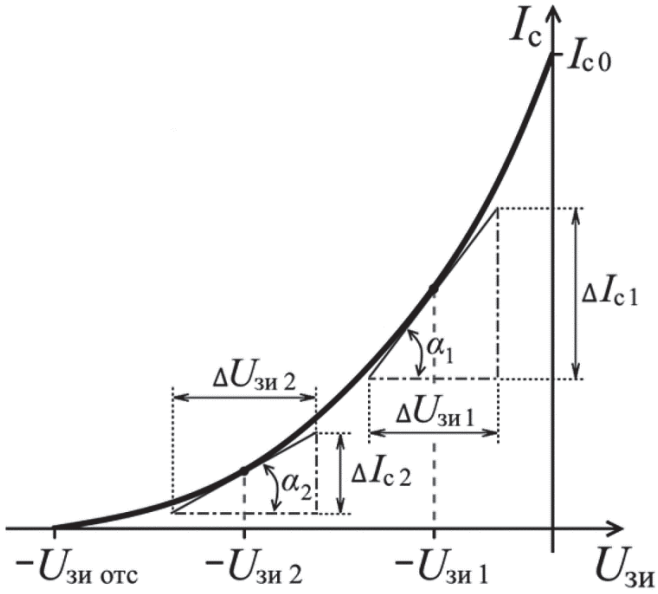


Рисунок 3.22 – Методика определения крутизны стоко-затворной характеристики полевого транзистора

Если имеется аналитическая зависимость стоко-затворной характеристики ПТ $I_{\text{с}} = f(U_{\text{зи}})\big|_{U_{\text{си}}=const}$, то по формуле (3.19), записанной в дифференциальном виде, достаточно просто определить крутизну S стоко-затворной характеристики полевого транзистора.

В ином случае расчет крутизны S стоко-затворной характеристики выполняют по формуле, записанной в конечных приращениях

$$S = \frac{\Delta I_{\text{с}}}{\Delta U_{\text{зи}}}\bigg|_{U_{\text{си}}=const}, \tag{3.22}$$

где $\Delta U_{\text{зи}}$ – изменение напряжения затвор-исток,

$\Delta I_{\text{с}}$ – изменение тока стока, вызванное изменением напряжения затвор-исток.

Фактически методика определения крутизны S стоко-затворной характеристики полевого транзистора, основанная на формуле (3.22) и проиллюстрированная рисунком 3.22, предполагает графическое определение производной $\frac{dI_с}{dU_{зи}}$ для выбранного напряжения $U_{зи}$. На рисунке 3.22 это напряжения $-U_{зи\,1}$ и $-U_{зи\,2}$. Следовательно, для выбранных напряжений $-U_{зи\,1}$ и $-U_{зи\,2}$ крутизна S стоко-затворной характеристики полевого транзистора равна $tg\,\alpha_1$ и $tg\,\alpha_2$, соответственно.

Одно из важнейших свойств полевых транзисторов, как уже отмечалось ранее, это очень высокое входное сопротивление $R_{вх}$, которое для JFET составляет 10^6 ... 10^8 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, то их быстродействие, как правило, невысокое.

JFET существенно уступают по усилительным свойствам БТ. Если построить усилитель на основе JFET, то можно добиться его коэффициента усиления по напряжению в лучшем случае около 20. При аналогичном использовании биполярного транзистора с высоким значением коэффициента усиления β биполярного транзистора в схеме включения с ОЭ можно достичь коэффициент усиления по напряжению в несколько сотен.

Поэтому для качественных усилителей нередко используются полевые транзисторы совместно с биполярными.

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 усиливается сигнал по напряжению.

JFET как в дискретном исполнении, так и в виде ИС выпускаются только как маломощные приборы с небольшими токами стока $I_с$ (единицы мА) и допустимыми напряжениями на стоке $U_{си\,доп}$ (десятки В).

В справочной литературе за кремниевыми JFET зарезервировано буквенное обозначение П или П (например, транзисторы КП103 (*p*-канальные), транзисторы КП303 (*n*-канальные)).

Надо отметить, что повышенный уровень дефектов кристаллической решетки на границе подзатворного диэлектрика мощных MOSFET, GaN и SiC транзисторов стимулировало выпуск мощных JFET, у которых принципиально отсутствует проблема использования диэлектрика для изоляции затвора, а используется обратносмещенный *p-n* переход. Нет подзатворного диэлектрика – нет проблем.

Это позволило реализовать более высоковольтные транзисторы (токи до сотен А и напряжение свыше тысячи В). Правда управлять подобными транзисторами сложнее, так как они открыты при нулевом напряжении на затворе. Поэтому, прежде чем подать высокое питающее напряжение на подобные мощные транзисторы их необходимо предварительно запереть от дополнительного источника.

В преобразовательной технике приборы JFET применяются при построении маломощных генераторов стабильного тока, эталонных источников тока и напряжения.

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 источниках электропитания в основном используются полевые транзисторы с изолированным затвором типа МОП или МДП, которые по зарубежной терминологии называют MOSFET.

3.5.2. Полевые транзисторы с изолированным затвором и со встроенным каналом

ПТ с изолированным затвором – МОП или МДП, затвор которых отделен в электрическом отношении от канала слоем диэлектрика (окисла кремния), нашли широкое применение в цифровых интегральных схемах малой и высокой степени интеграции, силовой и преобразовательной технике. Как и БТ они могут усиливать аналоговые сигналы. Принцип действия основан на изменении проводимости поверхностного слоя полупроводника под воздействием поперечного электрического поля. Поверхностный слой является токопроводящим каналом этих транзисторов. У МОП 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. Но чаще всего подложку соединяют электрически с истоком внутри прибора.

МОП транзисторы с изолированным затвором (рисунок 3.23) можно разделить на две разновидности:

- с встроенным каналом (транзистор в режиме обеднения);
- с индуцированным каналом (транзистор в режиме обогащения).

В первом случае проводящий канал существует при отсутствии приложенного к электродам напряжения. Технологически создается при изготовлении транзистора, путем ионной имплантации примесей. Во втором случае проводящий канал при отсутствии напряжения отсутствует и индуцируется (возникает) под воздействием поперечного электрического поля. Каждый из перечисленных видов транзисторов может быть реализован с каналом *p*- или *n*-типа.

МОП-транзистор любого типа может производить усиление электромагнитных колебаний по напряжению и мощности, а также коммутацию токов и напряжений в цифровых устройствах силовой электроники, преобразовательной техники. Международное название МОП-транзистора с индуцированным каналом – MOSFET, хотя часто термин MOSFET применяется для мощных транзисторов, а маломощные – как МОП или МДП.

Физические принципы работы можно рассмотреть на примере *n*-канального МОП транзистора с изолированным затвором и встроенным каналом, структура которого приведена на рисунке 3.23. На подложке из полупроводника

n-типа, так и *p*-типа создается сильно легированная область (*n*+), соединяющая выводы сток (С) и исток (И). Канал изолирован от металлического затвора тонким слоем диэлектрика (SiO_2). Подложка обычно внутрисхемной перемычкой соединяется с истоком. Электрическая проводимость канала существует при отсутствии напряжения на затворе. При подаче на затвор положительного напряжения электроны втягиваются в канал, их концентрация в канале увеличивается и, как следствие, проводимость канала увеличивается. Такой режим называется режимом обогащения. При подаче на затвор отрицательного напряжения создается поперечное электрическое поле, вытесняющее основные носители заряда – электроны в подложку, в результате чего проводимость канала уменьшается. Такой режим работы называется режимом обеднения. При отрицательном напряжении отсечки $U_{\text{зи отс}}$ или превышающим его по абсолютной величине, проводимость канала уменьшится до нуля, транзистор запирается, то есть $I_{\text{с}} = 0$.

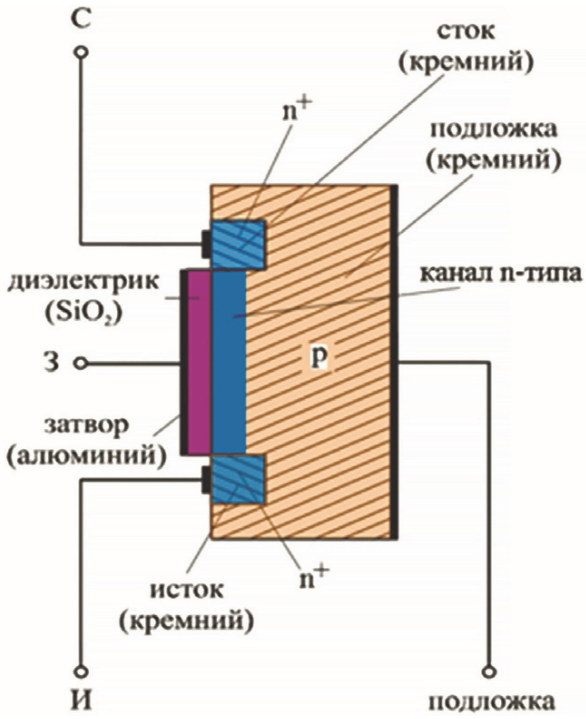


Рисунок 3.23 – Структура МОП транзистора с изолированным затвором и встроенным каналом n-типа

Таким образом, проводимостью канала можно управлять напряжением $U_{\text{зи}}$ любого знака, причем входной ток управления в статическом режиме равен нулю.

Важнейшим достоинством МОП является очень высокое входное сопротивление R_{BX}, на несколько порядков выше, чем у JFET (10^{10} Ом и выше). Благодаря этому, полевые транзисторы практически не потребляют ток у источников сигнала, который надо усилить. Однако это свойство является повышенной чувствительностью МОП к статическому электричеству. Тонкий слой оксида кремния легко повреждается электростатическими зарядами, что может привести МОП-приборы к выходу из строя даже при прикосновении к прибору

наэлектризованными руками. Современные устройства практически лишены этого недостатка благодаря экранирующему корпусу, минимизирующему воздействие статического напряжения. Кроме того, в подобные приборы обычно интегрируются защитные устройства по типу стабилитронов.

Примерный вид входной $I_с = f(U_{зи})\big|_{U_{си}=const}$ и семейства выходных $I_с = f(U_{си})\big|_{U_{зи}=const}$ ВАХ полевых транзисторов с изолированным затвором и встроенным каналом показан на рисунке 3.24 и рисунке 3.25.

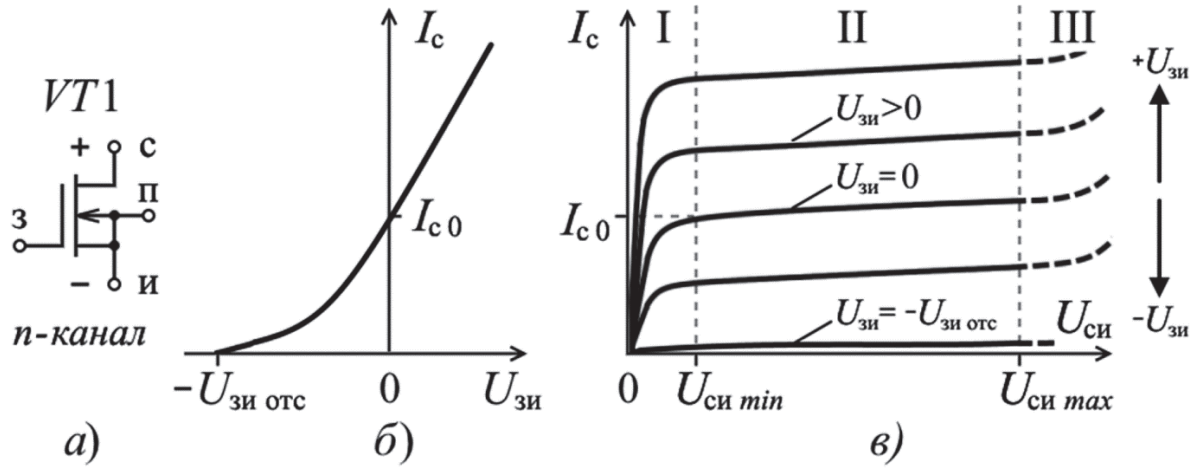


Рисунок 3.24 – Полевой транзистор с изолированным затвором и встроенным каналом n-типа: а – условное графическое обозначение; б – стоко-затворная (входная, управляющая) ВАХ; в – семейство стоковых (выходных) ВАХ

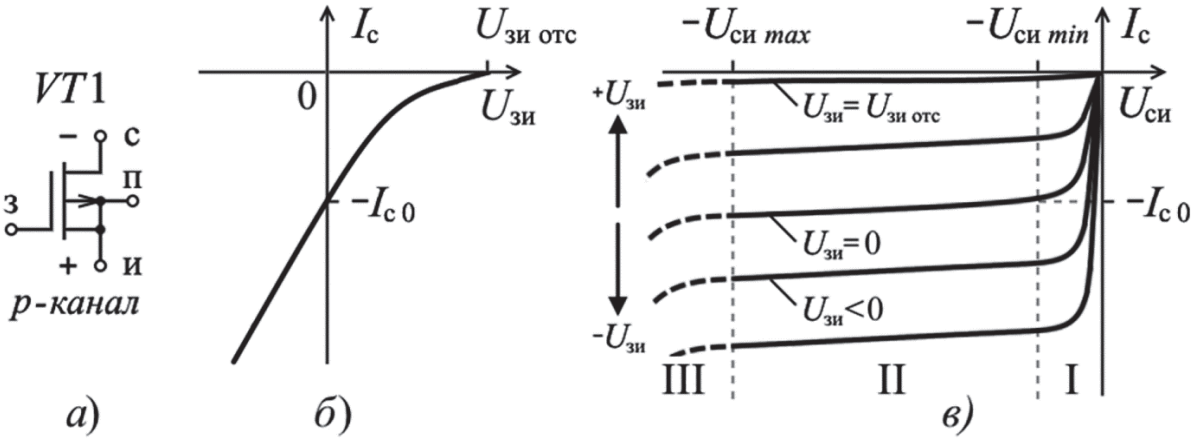


Рисунок 3.25 – Полевой транзистор с изолированным затвором и встроенным каналом p-типа: а – условное графическое обозначение; б – стоко-затворная (входная, управляющая) ВАХ; в – семейство стоковых (выходных) ВАХ

Особенностью рассматриваемых полевых транзисторов является то, что на проводимость канала оказывает влияние как управляющее напряжение $U_{зи}$, так и напряжение $U_{си}$.

При напряжении $U_{си} = 0$ ток стока $I_с = 0$. Но при напряжении $U_{си} > 0$ и $U_{зи} = 0$ через канал протекает ток стока $I_{с\,0}$, в результате чего создается падение

напряжения, возрастающее в направлении стока. 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.

Транзистор со встроенным каналом проводит ток уже́ при нулевом напряжении $U_{\text{зи}}$ затвор-исток. При отрицательном напряжении затвор-исток работает в обеднённом режиме (транзистор открыт, но пропускает меньший ток через канал). Если же к затвору приложить положительное напряжение затвор-исток, 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.

Напряжение на затворе может быть, как положительным, так и отрицательным. При нулевом напряжении на затворе $U_{\text{зи}} = 0$ через канал протекает ток $I_{\text{с}\,0}$ (рисунок 3.24, *б* и рисунок 3.25, *б*).

Условие запирания для МОП транзистора с встроенным *n*-каналом обеспечивается при отрицательном напряжении на затворе, превышающем напряжение отсечки $-U_{\text{зи}} \gtrless -U_{\text{зи отс}}$.

Для МОП транзисторов со встроенным *p*-каналом запирание транзистора происходит при положительном напряжении на затворе, превышающим напряжение отсечки $U_{\text{зи}} \gtrless U_{\text{зи отс}}$.

На начальном участке семейства стоковых (выходных) ВАХ, также как и у JFET, наблюдается область I, где наблюдается практически линейное увеличение тока $I_{\text{с}}$ с ростом напряжения на стоке $U_{\text{си}}$ в соответствии с законом Ома (так называемая омическая область).

Дальнейшее увеличение напряжения на стоке $U_{\text{си}}$ приводит к деформации распределения заряда в канале за счет влияния поля стока. Ток стока $I_{\text{с}}$ слабо изменяется, стабилизируется (область II). Поэтому эту область называют областью насыщения или линейным режимом работы. Она представляет интерес для усилительных приборов.

При повышении напряжения ни стоке $U_{\text{си}}$ более $U_{\text{си}\,max}$ наблюдаются пробойные явления (область пробоя III), ток стока $I_{\text{с}}$ резко увеличивается, что вызовет разрушение прибора.

Приведенные характеристики соответствуют случаю, когда электрод подложки П (Substrate) соединен с истоком. Если этот электрод подложки используется для управления током стока, то тогда его называют «нижним затвором», причем механизм этого управления аналогичен управлению самого затвора.

МОП транзисторы со встроенным каналом выпускаются в дискретном и интегральном исполнении только как маломощные приборы.

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

С целью предотвращения пробоя статическим электрическим зарядом изолирующего слоя между затвором и каналом для МОП транзисторов необходимо соблюдать меры предосторожности практически на всех этапах их жизненного цикла: производства, транспортировки, хранения, монтажа и эксплуатации. Основными составляющими комплексной антистатической защиты являются антистатические браслеты, покрытия, пакеты, контейнеры, наклейки, измерители статического напряжения, ионизаторы. Выводы транзистора замыкаются перемычкой при хранении и транспортировке, которая удаляется после установки транзистора в схему.

Область применения МОП транзисторов со встроенным каналом: входные каскады усилителей низких и высоких частот; зарядочувствительные усилители; переключающие и коммутирующие устройства; регулируемые резисторы, управляемые напряжением на затворе (электронный потенциометр) с гальванической развязкой между управляющими и регулируемыми цепями и др.

3.5.3. Полевые транзисторы с индуцированным каналом

В МОП транзисторах с индуцированным каналом (рисунок 3.26), как уже ясно из названия транзисторов, канал отсутствует при нулевом напряжении на затворе и индуцируется (возникает) только при определенной напряженности поперечного электрического поля затвора.

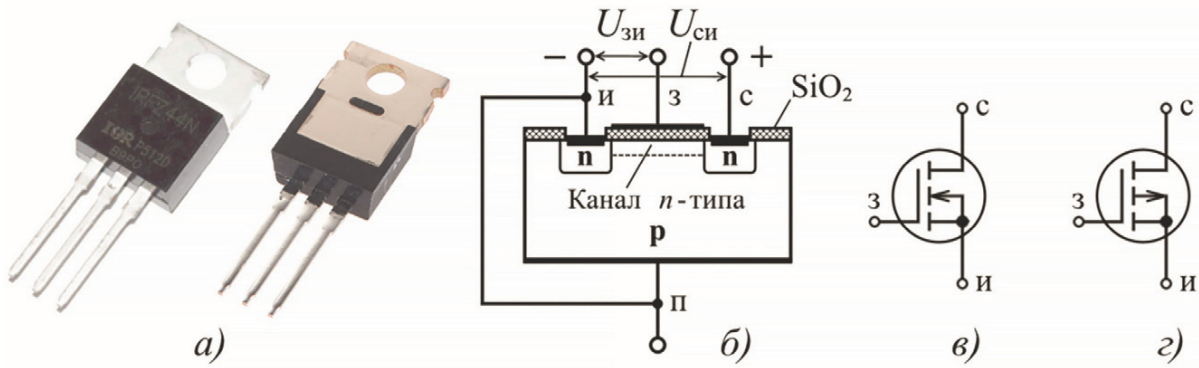


Рисунок 3.26 – МОП транзисторы с индуцированным n-каналом:
а – внешний вид транзисторов; б – структура с индуцированным каналом n-типа;
в – УГО с n-каналом; г – УГО с p-каналом

При подаче на затвор напряжения той же полярности, что на стоке, электрическое поле «притягивает» носителей заряда (электроны – для канала *n*-типа) из подложки в приповерхностную область затвора. При этом происходит инверсия типа проводимости, когда концентрация электронов превысит концентрацию дырок и между стоком и истоком возникнет тонкий канал *n*-типа. Напряжение $U_{зи}$, при котором достигается пороговое значение поверхностного потенциала и начинается формирование индуцированного канала, называется пороговым напряжением $U_{пор}$. Ток в цепи стока появится только при условии $U_{зи} \geq U_{пор}$ (рисунок 3.27). Это сопровождается ростом в образовавшемся *n*-канале концентрации основных носителей (электронов), а, следовательно,

ток стока увеличивается. При напряжениях $U_{зи}$, меньших порогового значения, канал отсутствует, и ток стока можно считать равным нулю, так как в этом случае существует только очень малый ток обратно смещенного n+ *p*-*n* перехода у стока.

Очевидно, что транзистор с индуцированным каналом функционирует только в режиме обогащения. При снижении напряжения на затворе $U_{зи}$ ниже порогового напряжения $U_{пор}$ канал исчезает, а транзистор запирается.

Канал может быть образован положительными носителями заряда – дырками (канал *p*-типа) или отрицательными носителями заряда – электронами (канал *n*-типа). Чтобы обеспечить перенос отрицательных носителей заряда – электронов через канал, сток должен быть положительным относительно истока (рисунок 3.27). Для транзисторов с каналом *p*-типа сток должен питаться отрицательным напряжением.

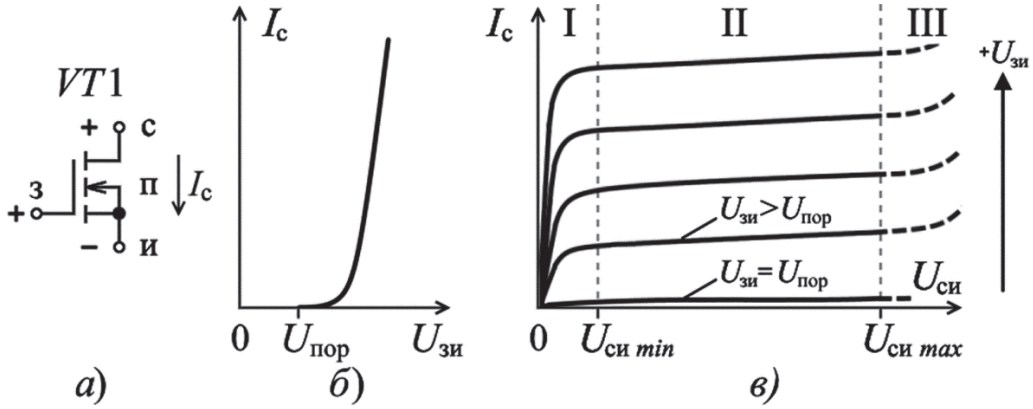


Рисунок 3.27 – МОП транзистор (MOSFET) с индуцированным каналом n-типа: а – УГО бескорпусного транзистора с указанием направления протекания тока стока $I_с$; б – стоко-затворная характеристика; в – семейство стоковых (выходных) характеристик

В связи с тем, что затвор отделён от подложки диэлектрическим слоем, управляющий ток в цепи затвора ничтожно мал, мала и мощность, потребляемая от источника сигнала. Это позволяет малым током управлять значительным током стока.

Дискретные МОП оформляются в металлических, пластмассовых или керамических корпусах и их конструкции практически не отличаются от конструкций биполярных транзисторов. Для эффективного охлаждения мощные МОП имеют металлические поверхности для теплового контакта и возможности их крепления к тепловой трубе или радиатору охлаждения (рисунок 3.26, *а*).

Стоко-затворные характеристики МОП транзистора с индуцированным каналом, иногда называемые проходными, схожи с соответствующими ВАХ ПТ с управляющим *p*-*n* переходом. Ток стока $I_с$ зависит как от величины, так и от полярности напряжений сток – исток и затвор – исток. При напряжении на затворе ниже порогового $U_{зи} < U_{пор}$ *n*-канальный МОП с индуцированным каналом (рисунок 3.27, *а*) заперт и ток стока $I_с$ практически равен нулю (рисунок 3.27, *б*).

При небольшом превышении напряжения на затворе порогового напряжения $U_{зи} > U_{пор}$ увеличение напряжения на стоке вызывает резкое возрастание тока стока, которое продолжается до наступления насыщения тока стока. Затем ток стока $I_с$ стабилизируется и незначительно изменяется (рисунок 3.27, *в*).

Аналогично биполярному транзистору полевой транзистор имеет подобные области работы – области линейного режима и насыщения (область малого сопротивления сток-исток).

На выходной характеристике MOSFET можно выделить три характерные области (рисунок 3.27, *в*).

При малых напряжениях сток-исток $U_{си}$ (зона I) формируется зона резкого возрастания тока стока $I_с$. При этом сопротивление канала имеет омический характер. Это так называемая «омическая» область. Канал «исток-сток» ведет себя как резистор, сопротивление которого управляется напряжением на затворе транзистора. В «омической» области справедлив закон Ома, и ток $I_с$ увеличивается почти пропорционально росту напряжения $U_{си}$ до напряжения $U_{си\,min}$.

Зона II – область насыщения (рисунок 3.27, *в*). Она имеет почти линейный вид. Объясняется такое поведение стоковой (выходной) ВАХ тем, что происходит перекрытие канала в области стока, которое увеличивается при дальнейшем росте напряжения сток-исток $U_{си}$. Увеличение при этом сопротивления канала стабилизирует стоковый ток $I_с$ при увеличении напряжения на стоке. Этот участок характеристики используют в усилительной технике, поскольку здесь наименьшие нелинейные искажения сигналов и оптимальные значения малосигнальных параметров, существенных для усиления. Увеличение напряжения $U_{си}$ между стоком и истоком в этой области вызывает относительно небольшое изменение тока стока $I_с$, который практически будет зависеть только от напряжения на затворе $U_{зи}$.

Когда напряжение $U_{си}$ между стоком и истоком превышает напряжение $U_{си\,max}$ пробоя *p-n* перехода, вследствие чего растет ток, структура полупроводника и транзистора разрушаются (зона III). Данный процесс не обратим, а прибор приходит в негодность.

На приведенной характеристике (рисунок 3.27, *б*) указано напряжение $U_{пор}$, при котором формируется канал, величина может составляет для разных транзисторов от 0,5 до 5 В. Допустимый максимальный ток $I_{с\,max}$ определяется тепловыделением проходящего тока и конструкцией теплоотвода транзистора.

Полярность напряжения на стоке для *n*-канальных МОП должна быть положительной. И отпирающее напряжение на затворе должно быть такого же знака – положительным.

Соответственно, для *p*-канальных МОП транзисторов полярность питающих напряжений должна противоположной по сравнению с *n*-канальными МОП, как показано на рис 3.28.

Простота управления ключом (ключ замкнут, если напряжение на затворе $U_{зи}$>$U_{пор}$ и разомкнут если напряжение на затворе $U_{зи} < U_{пор}$) обеспечили популярность и широкое распространение таких полевых транзисторов. Маломощные

МОП транзисторы с индуцированным каналом выпускаются как отдельные дискретные приборы, так и являются основой цифровых интегральных схем, микропроцессоров и микроконтроллеров. Мощные МОП ключи (токов сотни А, напряжений тысячи В), зачастую называемые MOSFET (хотя и маломощные тоже MOSFET), обеспечивают коммутацию токов в сильноточных и высоковольтных устройствах силовой электроники и преобразовательной техники. Физические принципы маломощных и мощных приборов одинаковы, но в мощных приборах упор делается на минимизацию потерь. Мощные приборы описываются своими специфическими параметрами, отличаются технологией производства, топологией, характеристиками и конструктивным исполнением.

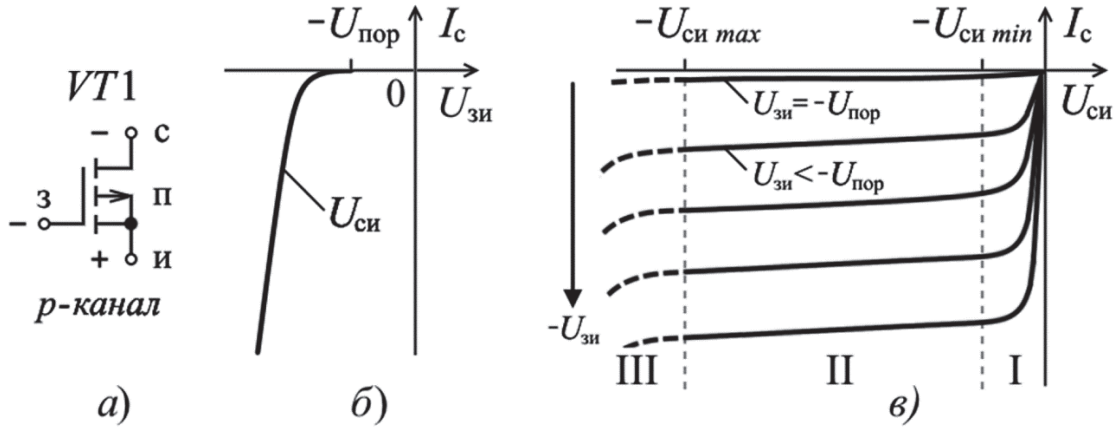


Рисунок 3.28 – МОП транзистор (MOSFET) с индуцированным каналом р-типа: а – УГО бескорпусного транзистора; б – стоко-затворная характеристика; в – семейство стоковых (выходных) характеристик

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, МОП-транзистор с индуцированным каналом может производить усиление электромагнитных колебаний по напряжению и по мощности.

Международное название таких транзисторов с индуцированным каналом – MOSFET.

В то время как маломощные транзисторы обычно выполняются по планарной технологии, когда все электроды выведены с одной стороны подложки, то для мощных транзисторов, предназначенных для коммутации больших токов при высоких напряжениях, оказывается более выгодной вертикальная структура, когда электроды располагаются с разных сторон подложки, а проводящий канал проходит вертикально через подложку. Вертикальная структура позволила создать транзисторы, способные выдерживать высокие пробивные напряжения, иметь малую длину управляемого участка тока, что улучшает быстродействие. Малые топологические размеры кристалла способствуют высокой экономической эффективности использования полупроводникового материала.

Полевые транзисторы с индуцированным каналом являются одними из самых востребованных в настоящее время ключевых электрорадиоэлементов, используемых для преобразования электрической энергии, благодаря высокой

скорости переключения и малому сопротивлению сток-исток $R_{DS(on)}$ в открытом состоянии. MOSFET – это МОП транзистор с индуцированным каналом n- или p-типа обычно вертикального типа.

Конструктивно мощные MOSFET ключи выпускаются в виде дискретных приборов или интегральных модулей. Дискретные MOSFET оформляются в металлических, пластмассовых или керамических корпусах и их конструкции практически не отличаются от конструкций биполярных транзисторов. Они имеют три вывода: сток (drain) и исток (source), образующие проводящий канал, проводимостью которого управляет электрод (затвор (gate)), изолированный от канала слоем под затворного диэлектрика. Эффективное охлаждение мощных MOSFET обеспечивают имеющиеся у них металлические поверхности для теплового контакта и возможности их крепления к тепловой трубе или радиатору охлаждения. Управление проводимостью канала осуществляется напряжением, приложенным между затвором и истоком $U_{\text{зи}}$.

В силу ряда причин n-канальные MOSFET имеют лучшие характеристики, чем p-канальные и являются самыми востребованными в настоящее время ключевыми элементами в преобразовательной технике.

Для транзисторов с каналом n-типа, чтобы обеспечить перенос отрицательных носителей заряда – электронов через канал, напряжение $U_{\text{си}}$ на стоке относительно истока должно быть положительным.

Таким образом, для n-канальных полевых транзисторов отпирающим является положительное (относительно истока) напряжение, приложенное к затвору и при этом превышающее пороговое напряжение открывания этого транзистора.

Соответственно, для p-канальных полевых транзисторов отпирающим напряжением будет являться отрицательное относительно истока напряжение, приложенное к затвору и превышающее его пороговое напряжение.

Входной ток MOSFET пренебрежимо мал. Если напряжение $U_{\text{зи}} = 0$, то сопротивление канала велико и ток стока $I_c = 0$, то есть ключ заперт. При подаче между затвором и истоком напряжения той же полярности, что и между стоком и истоком, канал становится проводящим, имеет малое сопротивление $R_{DS(on)}$, составляющее сотые-тысячные доли Ома. Для поддержания открытого состояния транзистора входной ток управления в цепи затвора пренебрежимо мал и протекает только в моменты переключения, то есть очень небольшой промежуток времени. Управление осуществляется электрическим полем.

Неоспоримыми преимуществами MOSFET перед БТ является:

- управление электрическим полем MOSFET позволяет значительно упростить схему управления и снизить затрачиваемую на управление мощность;
- в MOSFET нет инжекции неосновных носителей в базовую область, как в БТ, так как присутствуют только основные носители заряда. Это способствует более высокой скорости переключения;
- омический характер сопротивления канала открытого MOSFET, то есть падение напряжения $U_{\text{си}}$ между стоком и истоком линейно зависит от

протекающего через канал тока I_c, характеризуется увеличением сопротивления канала с ростом температуры, что, в свою очередь, приводит к снижению тока чрез канал. Это свойство способствует повышенной термоустойчивости, в то время как рассимметривающие токи очень опасны для БТ. В отличие от биполярного транзистора, у которого с ростом его температуры растет и напряжение $U_{\text{кэ нас}}$ между коллектором и эмиттером в режиме насыщения и практически не зависит от тока через транзистор и составляет $\sim(1 \ldots 2)$ В, сопротивление канала открытого MOSFET имеет положительный температурный коэффициент. Вследствие чего с ростом температуры транзистора сила тока уменьшается. Это свойство позволяет включать параллельно большое количества MOSFET без выравнивающих резисторов в силовых цепях. Так как ток, проходящий через каждый ключ, автоматически выравнивается. Транзистор, ток через который бóльше, нагревается бóльше, а поскольку напряжение на всех ключах одинаковое, то это приводит к уменьшению тока через его канал. В результате достигается равновесие тока через все параллельно включенные транзисторы. Это свойство используется при производстве мощных MOSFET, которые представляют параллельное соединение сотен-тысяч MOSFET микроячеек на одном кристалле, что позволяет получить малое сопротивление канала транзистора во включенном состоянии;

– у MOSFET отсутствует вторичный пробой, характерный для БТ. Технология изготовления мощных MOSFET обеспечивает бóльшую эффективность при работе в предельных режимах при значительном токе и напряжении.

MOSFET, конечно, не идеальный прибор. Следует отметить его характерные недостатки.

Для низковольтных MOSFET, у которых допустимое напряжение между стоком и истоком менее 300 В, сопротивление канала $R_{DS(on)}$ имеет активный характер и составляет тысячные доли Ом. Однако у более высоковольтных MOSFET $R_{DS(on)}$ быстро растет, растут потери и тепловыделение. Уменьшается эффективность использования. Приходится ограничивать ток транзистора, тщательно прорабатывать тепловой режим.

При существующей технологии изготовления MOSFET с использованием вертикальной топологии электроды исток и сток совместно с подложкой образуют одновременно с МОП транзистором *VT*1 паразитный биполярный транзистор *VT*2 *n-p-n* типа, как показано на эквивалентной схеме (рисунок 3.29, *а*). Резистор *R*1 отображает сопротивление подложки по отношению к истоку. Емкость *C*1 – паразитная емкость сток – исток. Хотя она не велика, но быстрое выключение MOSFET и перезарядка емкости может вызвать неконтролируемое открытие БТ с последующим выходом из строя всей ключевой схемы.

Паразитный транзистор *VT*2 не открывается в простых однотактных схемах, когда ток через канал протекает только в одном направлении. Но в сложных ключевых схемах, например, мостовых или двухтактных, когда ток протекает в двух

направлениях, транзистор *VT*2, может быть открыт и находиться в области насыщения. Временна́я задержка при выключении паразитного БТ снижает быстродействие MOSFET. Поэтому в современных транзисторах выполняется внутрисхемная перемычка, соединяющая подложку и исток (рисунок 3.29, *б*), которая превращает паразитный транзистор *VT*2 в обратно включенный диод (integral reverse *p-n* junction diode – интегральный обратный диод *p-n*-перехода) или антипараллельный (паразитный) диод, шунтирующий канал MOSFET (рисунок 3.30). Ведь известно, что, если у биполярного транзистора *VT*2 обратной проводимости соединить базу и эмиттер, то транзистор можно представить коллекторным переходом включенном в обратном направлении, который не мешает нормальной работе MOSFET. Таким методом гарантировано исключается опасность неконтролируемого поведения паразитного транзистора *VT*2.

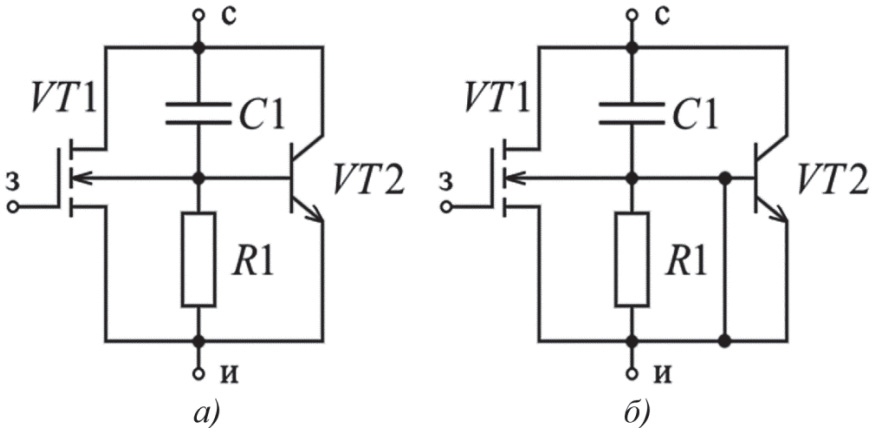


Рисунок 3.29 – Иллюстрация схемотехнической особенности MOSFET:
а – структура с паразитным биполярным транзистором VT2;
б – структура с технологической проводящей перемычкой между базой и эмиттером паразитного транзистора VT2

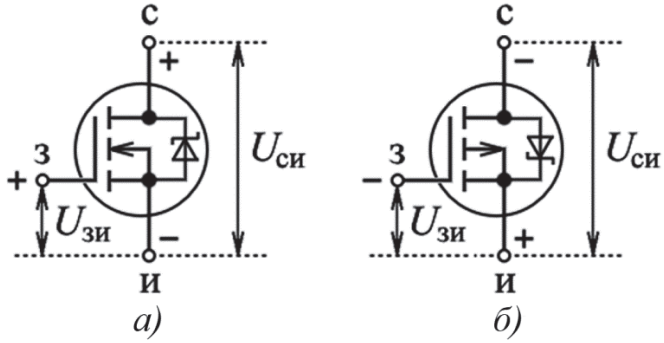


Рисунок 3.30 – MOSFET с паразитным антипараллельным диодом:
а – с индуцированным каналом n-типа; б – с индуцированным каналом p-типа

Природа формирования паразитного диода предопределена структурой самого MOSFET, имеющей области разной проводимости. А их можно представить двумя диодами, образующими биполярный транзистор. Таким образом в структуре MOSFET получают паразитный диод, шунтирующий канал.

Быстродействие этого паразитного диода не сопоставимо по быстродействию с переключательной способностью MOSFET.

Для *n*-канальных полевых транзисторов паразитный диод подключен анодом к истоку (рисунок 3.30, *а*), а для *p*-канальных – анодом к стоку (рисунок 3.30, *б*).

Это отображено на условном графическом обозначении MOSFET (рисунок 3.30).

При стандартном включении MOSFET, то есть для, например, *n*-канальных полевых транзисторов паразитный диод подключен анодом к истоку, паразитный диод можно игнорировать, так как сопротивление индуцированного полностью открытого канала намного меньше сопротивления диода.

А вот при включении MOSFET в другом направлении, то есть при закрытом канале, ток протекает через паразитный диод. Но, к сожалению, этот диод имеет параметры далекие от идеальных. Например, высокое падение напряжения на нём, что приводит к большому тепловыделению, а значит большой вероятности разрушения транзистора, а также диод не толерантен к высоким напряжениям. Данный диод имеет очень «плохие» характеристики – высокое падение на нём напряжения, а значит – высокое сопротивление, что приводит к большому тепловыделению, а тепловыделение может спровоцировать выход транзистора из строя. Поэтому в импульсных схемах приходится затрачивать дополнительную энергию на его закрывание, что ведет к перегреву транзистора. Зачастую возникает необходимость принимать дополнительные схемотехнические меры и шунтировать MOSFET диодом Шоттки (внешним или встроенным внутри корпуса), который открывается при меньшем напряжении, чем *p-n* диод, и блокирует его влияние паразитного диода.

В настоящее время в качестве силовых ключей большой и средней мощности применяются в основном MOSFET и IGBT транзисторы. Если рассматривать эти транзисторы как нагрузку для схемы их управления, то они представляют собой конденсаторы с ёмкостью в тысячи пикофарад. Для открытия транзистора, эту ёмкость необходимо зарядить, а при выключении – разрядить и как можно быстрее. Чем выше напряжение на затворе транзистора, тем меньше сопротивления канала у MOSFET или меньше напряжение насыщения коллектор-эмиттер у IGBT транзисторов.

Пороговое значение напряжения открытия транзисторов обычно составляет 2…4 В, а максимальное напряжение, при котором транзистор полностью открыт, достигает 15…20 В. Однако, даже при подаче напряжения 15…20 В ёмкость затвора заряжается не сразу и какое-то время транзистор работает на нелинейном участке своей характеристики с большим сопротивлением канала, что приводит к большому падению напряжения на транзисторе и его чрезмерному нагреву. Для того чтобы ёмкость затвора быстро зарядилась и транзистор открылся, необходимо чтобы схема управления могла обеспечить как можно бóльший ток заряда транзистора.

Переходные процессы в MOSFET ключах обусловлены переносом электрических зарядов через канал и перезарядом междуэлектродных емкостей, емкостей нагрузки и монтажа. Наибольшее значение на динамику процесса переключения имеют межэлектродные паразитные емкости между затвором и истоком $C_{\text{зи}}$, затвором и стоком $C_{\text{зс}}$, стоком и истоком $C_{\text{си}}$.

В datasheet для MOSFET приводятся значения следующих емкостей:

- входная емкость $C_{\text{вх}} = C_{\text{зи}} + C_{\text{зс}}$;
- емкость обратной связи (емкость Миллера) $C_{\text{ос}} = C_{\text{зс}}$;
- выходная емкость $C_{\text{вых}} = C_{\text{зс}} + C_{\text{си}}$.

Паразитные емкости транзистора $C_{\text{зи}}$ и $C_{\text{зс}}$ в значительной степени связаны с геометрией электродов полевого транзистора, а $C_{\text{си}}$ является емкостью коллекторного перехода паразитного биполярного транзистора, образующего внутренний диод. При переключении транзистора особую роль играет емкость обратной связи $C_{\text{зс}}$, через которую на затвор действует изменение высокого напряжения на стоке, что эквивалентно увеличению входной емкости, называемой емкостью Миллера. Суть эффекта Миллера состоит в том, что полная динамическая входная емкость на высоких частотах имеет величину большую, чем сумма статических емкостей электродов. В ключевых схемах к емкости $C_{\text{зс}}$, которая соизмерима по статической величине с емкостью $C_{\text{зи}}$, прикладывается напряжение значительно большее, чем входное управляющее напряжение. Поэтому при переключении транзистора емкость $C_{\text{зс}}$ или емкость Миллера, требует бóльшего заряда, чем емкость $C_{\text{зи}}$. Величина дополнительного заряда от эффекта Миллера, приравнивается к эквивалентному увеличению входной емкости $C_{\text{вх}} = (1 + K_U) \cdot C_{\text{зс}}$ (здесь $K_U = S \cdot R_{\text{н}}$ – коэффициент усиления),

Характеристики перезаряда емкостей $C_{\text{зи}}$ и $C_{\text{зс}}$ являются базовыми параметрами при расчете мощности, рассеиваемой схемой управления, но из-за эффекта Миллера, не позволяют представить однозначную картину процесса переключения, а нелинейный характер емкости $C_{\text{зс}}$ вызывает сложности учета ее влияния.

Известно, что более удобным параметром при проектировании схемы управления силовым ключом является интегральный параметр «заряд затвора» $Q_{\text{з}}$, который необходим для открытия полевого транзистора. Он измеряется в нанокулонах (нКл) и является обязательным в документации на транзистор. Зная заряд затвора $Q_{\text{з}}$, можно рассчитать необходимый ток заряда $i_{\text{з}}$ для переключения транзистора за время включения $t_{\text{вкл}}$ по формуле $i_{\text{з}} = \frac{Q_{\text{з}}}{t_{\text{вкл}}}$. Заряд затвора в значительной степени зависит от режима работы транзистора, поэтому в datasheet приводятся условия, при которых производились измерения.

Схема управления MOSFET ключом с учетом межэлектродных емкостей, приведенная на рисунке 3.31, иллюстрирует процессы коммутации тока стока $i_{\text{с}}$, протекающего через канал и нагрузочный резистор $R_{\text{н}}$, при подаче на вход управляющих импульсов $u_{\text{у}}$.

Драйвер, реализованный специализированной интегральной схемой, преобразует входные логические сигналы (ТТЛ) $u_{\text{у}}$ в импульсы управления $u_{\text{др}}$ силовым ключом. Основная функция драйвера – это усиление управляющего сигнала $u_{\text{у}}$ по мощности и напряжению и при необходимости обеспечивать потенциальный сдвиг входного сигнала и управляющего напряжения $u_{\text{зи}}$.

Иногда драйвер может также выполнять функции защиты ключа. Уровень сложности схемы драйверов определяется элементной базой ключевого транзистора $VT1$ (биполярный, МОП или IGBT) и типом его проводимости, а также

расположением транзистора в схеме коммутатора («верхний», то есть такой, когда оба силовых вывода в открытом состоянии имеют высокий потенциал, или «нижний», то есть такой, когда оба силовых вывода в открытом состоянии имеют нулевой потенциал). Дополнительный (зарядовый) резистор $R1$, сопротивление которого обычно порядка 5…10 Ом, ограничивает выходной ток драйвера $i_з$ при заряде входной емкости.

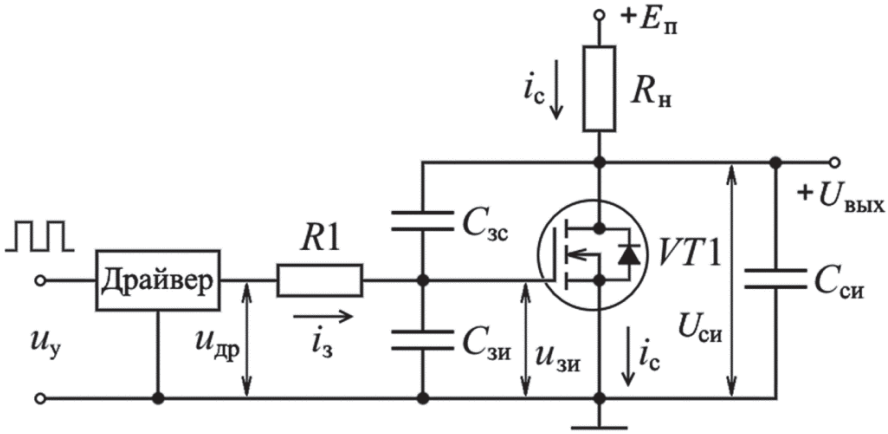


Рисунок 3.31 – Схема включения MOSFET ключа

Затвор MOSFET ключа, как нагрузка для драйвера, представляет собой огромную емкость, достигающую тысячи, а иногда и десятки тысяч пикофарад, которую надо зарядить при открывании ключа, а при запирании ключа – разрядить. Транзисторы начинают открываться, когда напряжение на их затворе $u_{зи}$ относительно истока превышает пороговое напряжение $U_{пор}$, значение которого у силовых MOSFET и IGBT составляет 2…4 В. Поэтому для полного открытия канала, когда сопротивление канала $R_{си}$ открытого транзистора $VT1$ становится минимальным (десятые – сотые доли Ома), следует подавать на затвор положительное напряжение относительно истока величиной +15…20 В для транзисторов с n-каналом и, соответственно, такое же по величине, но отрицательное напряжение относительно истока – для транзисторов с p-каналом.

Для гарантированного запирания транзистора $VT1$ достаточно выполнение условия $u_{зи} = 0$. Иногда, для ускорения запирания, а также предотвращения ложного открывания при большой скорости изменения выходного напряжения $dU_{вых}/dt$ лучше подать отрицательное напряжение величиной –(3…15) В.

Процесс отпирания и запирания MOSFET иллюстрируется временны́ми диаграммами, приведенными на рисунке 3.32.

В момент времени t_1 при подаче с управляющего устройства на драйвер логического сигнала $u_у$ драйвер формирует импульс $u_{др}$ управляющего сигнала и начинается процесс открывания транзистора $VT1$ током $i_з$ через дополнительный резистор $R1$ (рисунок 3.30). На интервале времени $t_1 - t_2$ (рисунок 3.32) напряжение $u_{зи}$ возрастает по линейному закону, происходит заряд входной емкости $C_{вх}$ до порогого напряжения $U_{пор}$ открывания транзистора и равного обычно +(2…4) В). Бóльшая часть затворного тока $i_з$ затрачивается на заряд емкости $C_{зи}$ и лишь небольшая часть затворного тока течет через емкость $C_{зс}$ (напряжение на затворе увеличивается, а напряжение на $C_{зс}$ уменьшается).

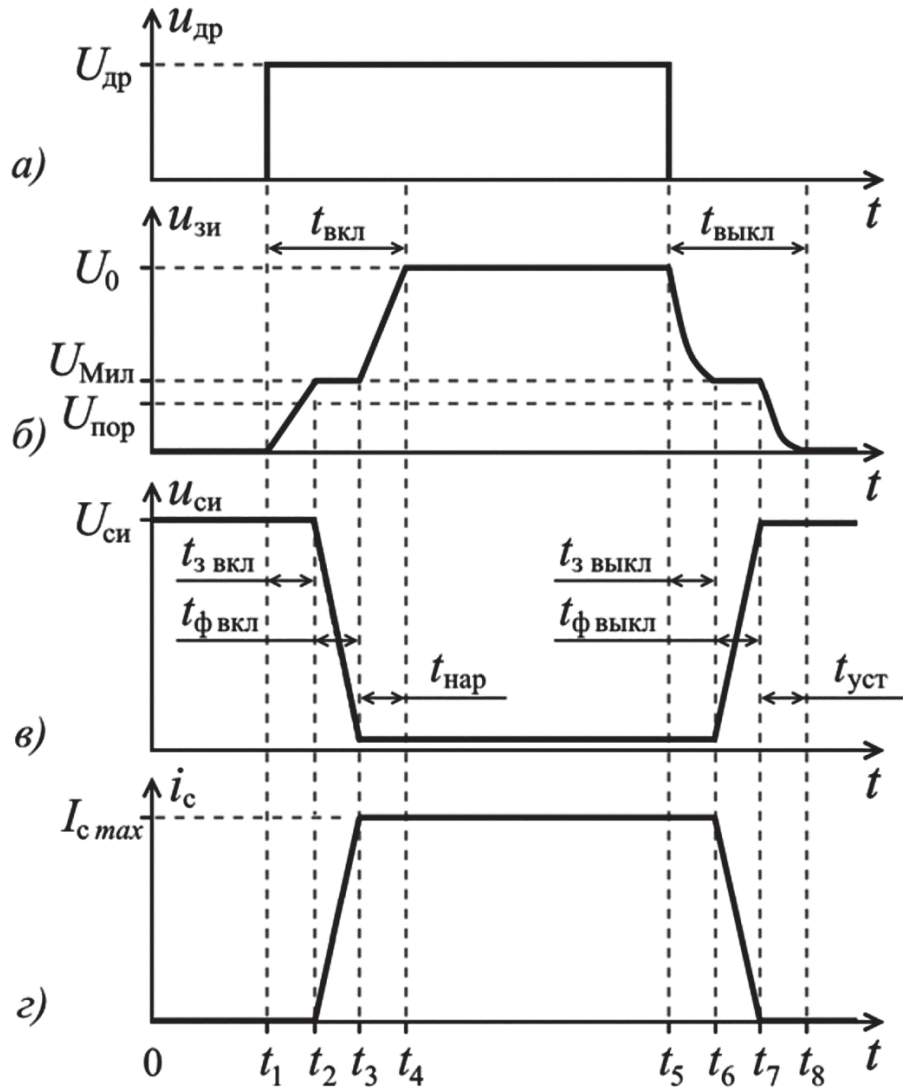


Рисунок 3.32 – Временны́е диаграммы процесса переключения MOSFET: а – напряжения управляющего импульса $u_{др}$; б – напряжения затвор-исток $u_{зи}$; в – напряжения сток-исток $u_{си}$; г – тока стока $i_с$

На интервале времени $t_1 - t_2$ транзистор остается запертым, то есть происходит задержка включения, характеризуемая временем $t_{з\,вкл}$ (рисунок 3.32, *в*). Транзистор начинает проводить ток достаточной величины только после того, как напряжение на его затворе превышает пороговое напряжение $U_{пор}$ открывания транзистора и достигает величины напряжения плато Миллера $U_{Мил}$, вызванного эффектом Миллера. В момент времени t_2 напряжение на затворе $u_{зи}$ достигает величины $U_{Мил}$ достаточной для начала прохождения тока i_c через транзистор. Напряжение на стоке $u_{си}$ начинает уменьшаться от $U_{си}$, транзистор отпирается и до момента времени t_3 ключ находится в активном (усилительном) режиме, когда его можно рассматривать, как инвертирующий усилительный каскад с отрицательной обратной связью через конденсатор $C_{зс}$ на вход усилителя. При этом емкость обратной связи $C_{зс}$ ведет себя как конденсатор емкостью $(1 + K_U) \cdot C_{зс}$ (здесь $K_U = S \cdot R_н$ – коэффициент усиления), подключенный между входом и «землей», снижающий скорость зарядки входной

емкости и увеличивающий длительность фронта тока стока $t_{\text{ф вкл}}$ при включении (рисунок 3.32, *в*).

Эффективное увеличение входной емкости, обусловленное сигналом ООС с выхода на вход, получило название эффекта Миллера. Это свойство известно еще со времен ламповых усилителей (~1920 г.). Оно характерно для любого инвертирующего усилительного каскада. Названо по имени автора исследователя Джона Мильтона Миллера.

Величина напряжения плато Миллера $U_{\text{Мил}}$ превышает порог открывания транзистора $U_{\text{пор}}$ и обычно составляет +(5…8) В.

Это напряжение можно рассчитать, используя данные datasheet:

$$U_{\text{Мил}} = U_{\text{пор}} + I_{c\,max}/S, \tag{3.23}$$

где $U_{\text{пор}}$ – пороговое напряжение открывания транзистора;

$S = dI_c/dU_{\text{зи}}$ (при $U_{\text{си}}$=*const*) – крутизна стоко-затворной характеристики;

$I_{c\,max}$ – максимальный ток через полевой транзистор в линейном режиме.

Интервал времени $t_2 - t_3$ определяет длительность фронта нарастания тока стока $t_{\text{ф вкл}}$ при открывании ключа. При этом напряжение на затворе почти не изменяется, как видно из диаграммы рисунка 3.32, *в* (плато Миллера). В течение интервала $t_2 - t_3$ весь ток, который способен генерировать драйвер, идет на перезаряд емкости $C_{\text{зс}}$, и в момент времени t_3 ток стока i_c становится равным $I_{c\,max}$ и входная емкость $C_{\text{вх}}$ достигает максимальной величины и остается постоянной и равной

$$C_{\text{вх}} = C_{\text{зи}} + (1 + K_U) \cdot C_{\text{зс}}. \tag{3.24}$$

Оценки, выполненные для MOSFET типа IRF1010N, красноречиво свидетельствуют о том, насколько увеличивает входную емкость эффект Миллера. И, соответственно, увеличивает длительность фронта включения. При параметрах транзистора, взятых из Datasheet, $C_{\text{зи}} = 3{,}20$ нФ, $C_{\text{зс}} = 0{,}14$ нФ, $S = 32$ А/В расчеты при сопротивлении нагрузки $R_{\text{н}} = 10$ Ом показывают, что входная емкость (емкость Миллера) $C_{\text{вх}}$ в момент переключения становится равной

$$C_{\text{вх}} = C_{\text{зи}} + (1 + S \cdot R_{\text{н}}) \cdot C_{\text{зс}} = 3{,}20 + (1 + 32 \cdot 10) \cdot 0{,}14 = 48 \text{ нФ}.$$

Длительность времени задержки включения определяется соотношением

$$t_{\text{з вкл}} = R_{R1} \cdot C_{\text{вх}} \cdot \ln\left(\frac{U_{\text{др}}}{U_{\text{др}} - U_{\text{Мил}}}\right), \tag{3.25}$$

где R_{R1} – сопротивление дополнительного резистора ограничивающего ток драйвера при заряде входной емкости (величину R_{R1} выбирают равной 5…10 Ом);

$U_{\text{др}}$ – амплитуда напряжения управляющего сигнала на затворе, $U_{\text{Мил}}$ – напряжение плато Миллера.

Таким образом, в момент времени t_3 ток стока i_c достигает максимума $I_{c\,max}$, а напряжение $u_{\text{си}}$ между стоком и истоком – минимума.

На интервале времени $t_3 - t_4$ ключ теряет свои усилительные свойства, обратная связь через емкость $C_{зс}$ обрывается. Входная емкость уменьшается практически до исходной величины. Напряжение $u_{зи}$ линейно возрастает со скоростью, почти как на участке $t_1 - t_2$. По окончании перезаряда емкости $C_{зс}$ (момент времени t_4) напряжение на затворе $u_{зи}$ увеличивается до величины выходного напряжения драйвера управления U_0, при котором сопротивление канала открытого транзистора уменьшается до минимальной величины, когда транзистор можно считать полностью открытым. Суммарный интервал времени $t_1 - t_4$ характеризует длительность процесса включения $t_{вкл}$.

Выключение транзистора происходит в обратном порядке при приходе в момент времени t_5 фронта выключения управляющего сигнала $u_{др}$.

Участок времени $t_5 - t_6$ называется интервалом времени $t_{з\,выкл}$ задержки выключения. Напряжение на затворе уменьшается по экспоненте, пока напряжение на стоке $u_{си}$ в момент времени t_6 не начнет возрастать и ключ снова переходит в активный (усилительный) режим.

За счет эффекта Миллера на участке времени $t_6 - t_7$, называемом временем $t_{ф\,выкл}$ фронта выключения, резко увеличивается входная емкость, на диаграмме напряжения на затворе появляется горизонтальный участок (плато Миллера). Уровень плато Миллера при выключении может не совпадать с его уровнем при включении, особенно при реактивной нагрузке. Время перезарядки входной емкости на этом участке определяет длительность фронта выключения $t_{ф\,выкл}$ тока i_c и напряжения $u_{си}$.

Интервал времени $t_7 - t_8$ называют временем установления $t_{уст}$. За это время входная емкость разряжается по экспоненциальному закону от плато Миллера до исходного (нулевого) уровня.

Силовой ключ рассеивает значительную мощность в короткие моменты времени переключения $t_{ф\,вкл}$ и $t_{ф\,выкл}$, когда транзистор находится в линейном режиме при включении и выключении, соответственно. Для снижения потерь необходимо минимизировать время нахождения устройства в линейном режиме, сокращая время переключения, что достигается увеличением выходного тока драйвера (как втекающего, так и вытекающего), особенно при напряжении на затворе в районе плато Миллера. Рассчитать потери при переключении не просто. Все дело в том, что внутри полевого транзистора кроются не только паразитные емкости, но и индуктивности. И они значительно изменяют формы токов и напряжений.

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

От скорости переключения MOSFET зависит КПД соответствующего устройства. Чем быстрее происходит переключение транзистора, тем меньше будут тепловые потери на нем, выше КПД и меньше габариты охлаждающих радиаторов в конструкции.

Важно уметь вычислять время включения и время выключения транзистора и влияние этих факторов 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. Для оценки длительности переходных процессов в ключах на MOSFET используют интегральную характеристику, называемую полным зарядом затвора $Q_з$ (Total Gate Charge), накапливаемым на входной емкости током в цепи затвора $i_з(t)$

$$Q_з = \int_0^{t_{вкл}} i_з\,(t)dt. \tag{3.26}$$

Общий заряд затвора $Q_з$ определяется изготовителем экспериментальным путем и приводится в datasheet транзистора.

Зная полный заряд затвора $Q_з$, сопротивление $R1$ в цепи затвора MOSFET и напряжение U_0 на его затворе (рисунок 3.31), вычисляют время включения $t_{вкл}$ и время выключения $t_{выкл}$, которые мало различаются, по формуле

$$t_{вкл} \approx t_{выкл} = \frac{Q_з}{i_з} = \frac{Q_з \cdot R_{R1}}{U_0}, \tag{3.27}$$

где $i_з$ – ток, протекающий в цепи затвора, обеспечиваемый драйвером управления транзистором, определяемый по формуле $i_з = U_0/R_{R1}$, R_{R1} – сопротивление резистора $R1$.

Например, транзистор IRF1010N с полным зарядом затвора $Q_з = 120$ нКл можно включить током затвора равным 10 мА за 12 мкс (согласно выражению (3.27)). Но увеличив ток затвора до 10 А время включения сократится до 12 нс.

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 дискретных MOSFET ключей выпускаются также силовые модули различной конфигурации на MOSFET.

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

1. Параллельно стоку-истоку подключается *RC*-цепочка, называемая снаббером, 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 стоку-истоку включается быстрый защитный диод 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 выключения, может привести к появлению сквозных токов и выходу транзисторов из строя. В таких случаях в цепь стока параллельно паразитному диоду включается диод Шоттки для блокирования паразитного диода.

4. Полезно между затвором и истоком 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). Сопротивление резистора должно быть достаточно большим, 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 между затвором и истоком 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, 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 ключами 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.

В заключение следует отметить:

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

3.5.4. Комбинированные биполярно-полевые транзисторы

В 80-х годах прошлого века появился промышленный образец нового полупроводникового прибора, объединившего в единой монолитной структуре положительные качества биполярного транзистора и полевого транзистора, который получил название биполярный транзистор с изолированным затвором (БТИЗ) или Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT).

IGBT представляет собой силовой высоковольтный полупроводниковый прибор с тремя выводами совмещающий в одном корпусе два электронных компонента – полевой и биполярный транзисторы. Таким образом, IGBT со схемотехнической точки зрения представляет собой гибрид полевого и биполярного транзисторов. Биполярный транзистор *p-n-p* типа образует силовой канал, а MOSFET образует канал управления. Входные характеристики IGBT подобны входным характеристикам MOSFET, а выходные – выходным характеристикам биполярного транзистора. 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. Область эффективного применения IGBT характеризуется высокими напряжениями (более 1000 В), повышенной температурой (более 100 °С) и значительной выходной мощностью (более 5 кВт).

IGBT вытесняют тиристоры из высоковольтных схем преобразования частоты и позволяют создать импульсные источники электропитания с качественно лучшими характеристиками.

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.

IGBT, подобно MOSFET, управляются электрическим полем. Но IGBT при больших токах имеет бóльшую крутизну и мéньшее сопротивление в открытом состоянии.

Из эквивалентной схемы IGBT (рисунок 3.33) видно, что IGBT это достаточно сложный прибор, в котором паразитный биполярный *n-p-n* транзистор $VT2$, образованный структурой IGBT, управляется *n*-канальным MOSFET $VT1$. Эмиттер транзистора $VT3$ является коллектором К комбинированного транзистора IGBT. При подаче положительного напряжения на затвор З транзистора $VT1$ появляется проводящий канал между коллекторным К и эмиттерным Э выводом 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.

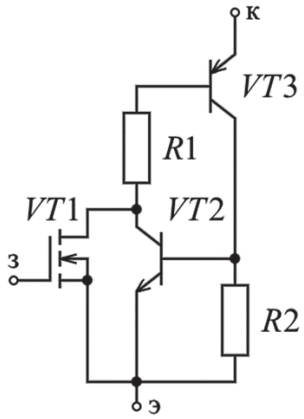


Рисунок 3.33 – Эквивалентная схема биполярного транзистора с изолированным затвором

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

Учитывая комбинированную структуру IGBT, состоящего из полевого и биполярного транзистора, его выводы получили названия (рисунок 3.34):

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

Напряжение на коллекторе должно иметь положительную полярность относительно эмиттера, но не более допустимого напряжения $U_{\text{кэ доп}}$. 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 $U_{\text{зэ пор}}$ (Gate Threshold Voltage) обычно на уровне +3…6 В, при котором под затвором формируется инверсный слой носителей и появляется ток через канал.

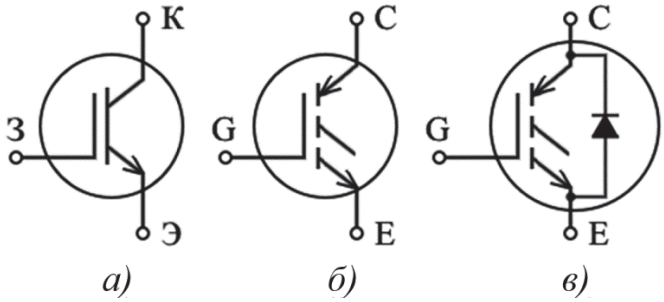


Рисунок 3.34 – Условное графическое обозначение IGBT: а – отечественное; б – зарубежное; в – с гибридным (встроенным) быстродействующим диодом

Выходная вольт-амперная характеристика IGBT (рисунок 3.35), то есть зависимость $I_{\text{к}} = f(U_{\text{кэ}})$ похожа на ВАХ биполярного транзистора.

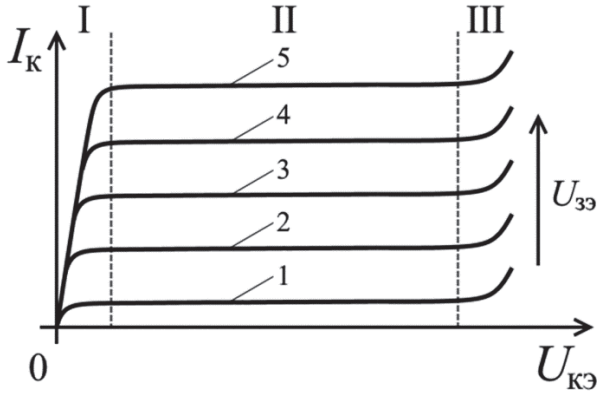


Рисунок 3.35 – Выходные характеристики IGBT при разных напряжениях на затворе $U_{\text{зэ}}$:
1 – $U_{\text{зэ 1}} > U_{\text{зэ пор}}$, 2 – $U_{\text{зэ 2}} > U_{\text{зэ 1}}$, 3 – $U_{\text{зэ 3}} > U_{\text{зэ 2}}$, 4 – $U_{\text{зэ 4}} > U_{\text{зэ 3}}$, 5 – $U_{\text{зэ 5}} > U_{\text{зэ 4}}$

Также как у ключа на биполярном транзисторе, у IGBT существует режим насыщения (область I) в открытом состоянии, то есть напряжение $U_{\text{кэ}}$ в режиме насыщения практически не зависит от управляющего напряжения на затворе. В активной области (область II) характеристики максимально линейные и слабо зависят от напряжения на коллекторе. В области пробоя (область 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 $U_{\text{си}}$ пропорционально току $I_{\text{с}}$, у IGBT напряжение $U_{\text{кэ}}$ 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 ±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 кристалла, ℃.

3.5.5. Нитрид-галлиевые и карбид-кремниевые транзисторы

Интерес разработчиков радиоэлектронных средств в последнее время привлекают нитрид-галлиевые транзисторы, обладающие повышенной электрической прочностью, высокой скоростью переключений и минимальным временем обратного восстановления.

Мощные MOSFET и IGBT, изготовленные по кремниевой технологии, на протяжении многих лет выступали в качестве основной электронной компонентной базы для построения систем силовой электроники. И хотя их возможности далеко не исчерпаны и подавляющая часть рынка силовых полупроводников остается за кремниевыми приборами, но в современных разработках начался постепенный переход на новую элементную базу. Наиболее перспективным вариантом на сегодняшний день являются транзисторы, построенные на широкозонных полупроводниковых материалах, способные заменить MOSFET и IGBT в компактных импульсных источниках электропитания, DC/DC преобразователях, интеллектуальных электрических сетях, электроприводах и других устройствах. Нитрид галлия (GaN) и карбид кремния (SiC) наиболее привлекательны среди новых материалов для повышения частотных и мощностных свойств, а также эффективности современных и перспективных продуктов микро- и наноэлектроники. Информация о физических свойствах перспективных полупроводниковых материалов (GaN и SiC) и традиционного кремния (Si) представлена в таблице 3.4.

Большая ширина запрещенной зоны нитрида галлия и карбида кремния (практически в три раза больше, чем у кремния) обеспечивает возможность работы транзистора при высоких температурах и уровнях радиации. А высокая напряженность электрического поля пробоя GaN и SiC дает потенциальную возможность создавать высоковольтные полупроводниковые приборы. Теоретически транзисторы на основе GaN с шириной запрещенной зоны 3,45 эВ должны сохранять работоспособность при температурах до +500 °С. На практике же в настоящее время максимальная температура стабильной работы транзисторов,

изготовленных на подложках из карбида кремния, составляет более +200 °С. По мере совершенствования качества эпитаксиальных структур и технологии производства рабочая температура GaN транзисторов должна быть увеличена до +350…+400 °С.

Таблица 3.4

Информация о физических свойствах перспективных (GaN и SiC) и традиционного (Si) полупроводниковых материалов

Параметр	Материал		
	Si	**SiC**	**GaN**
Ширина запрещенной зоны, эВ	1,12	3,26	3,45
Напряженность электрического поля пробоя, кВ/см	300	2200	2000
Скорость дрейфа электронов в режиме насыщения, $V \cdot 10^{-7}$, см/с	1	2	2,2
Подвижность электронов, $см^2/(В \cdot с)$	1500	500	1000
Диэлектрическая проницаемость	11,9	10,1	9,0
Коэффициент теплопроводности, Вт/(м·К)	150	490	130
Температура плавления, ℃	1420	2730	2500

Высокая подвижность электронов при высокой концентрации электронов проводимости позволяет GaN транзисторам достичь более чем на порядок снижения сопротивления канала во включенном состоянии и реализации большой плотности тока. Параметры GaN по электрической прочности и подвижности электронов превосходят аналогичные показатели качества не только Si, но и SiC, и делают GaN наиболее перспективным полупроводниковым материалом. Технология GaN не только вытесняет кремниевые приборы, но и становится альтернативой SiC за исключением мощных высоковольтных (напряжением свыше 600 В) преобразователей электроэнергии, работающих при высоких температурах.

Технология GaN достаточно сложна и дорога, а сам материал по твердости близок к алмазу. Лишь в последние годы с появлением технологии выращивания дешевых эпитаксиальных пленок GaN на кремниевой подложке диаметром 150…200 мм затраты на изготовление мощных приборов на основе GaN снизились и стали коммерчески доступными.

Базовые ячейки (рисунок 3.36) полевых GaN транзисторов продольной и вертикальной структуры во многом похожи на структуру кремниевых полевых транзисторов. Также имеют три внешних вывода – исток, сток, затвор. В качестве подложки-носителя могут использоваться монокристаллические полупроводниковые материалы Si, SiC и GaN, на которых методом эпитаксии наращиваются пленки GaN и AlGaN с разной шириной запрещенной зоны. Перенос носителей заряда происходит в тонком гетеропереходном контакте этих полупроводников, на поверхности раздела которых формируется тонкий слой из свободных электронов, так называемый двумерный электронный газ, высокая проводимость которого обеспечивается высокой подвижностью электронов.

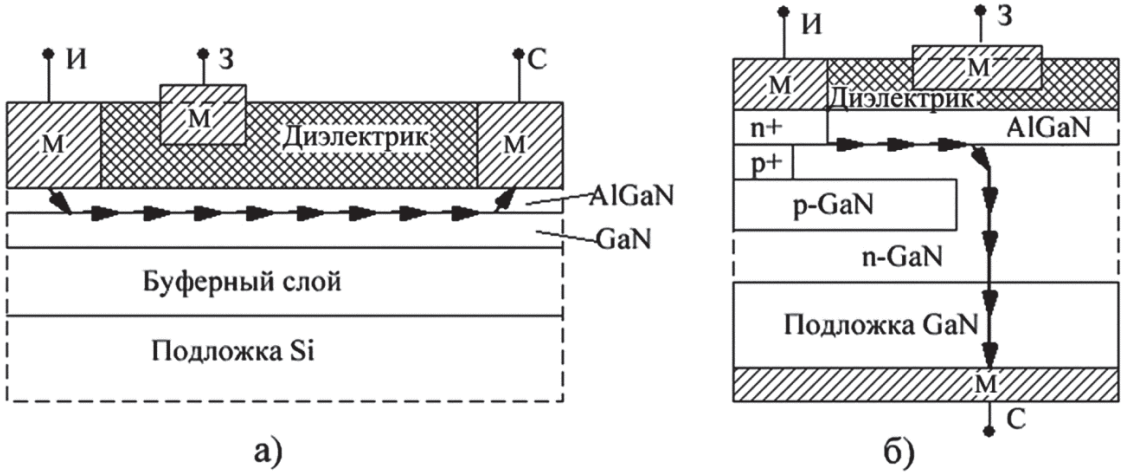


Рисунок 3.36 – Базовая структура GaN-транзистора: а – продольная; б – вертикальная

В обеих структурах, продольной и вертикальной, при подаче напряжения любой полярности между металлизированными (М) электродами стока (С) и истока (И), ток начнет протекать, даже если напряжение на затворе равно нулю. Чтобы прекратить протекание тока по каналу, необходимо подать отрицательное напряжение на затвор относительно истока.

Важной особенностью GaN транзисторов является отсутствие паразитного диода между истоком и стоком, что позволяет этим приборам проводить ток и управлять им в обоих направлениях, то есть использовать для коммутации переменного тока.

Подложка обеспечивает эффективный отвод тепла от слоя GaN. Сложность возникает в том, что все стандартные материалы, используемые для подложек (Si, SiC, сапфир), имеют рассогласование кристаллических решеток с GaN.

В нитрид-галлиевых транзисторах ток протекает в плоскости нелегированного кристалла, что обеспечивает высокую подвижность носителей заряда, из-за чего силовые транзисторы из нитрида галлия относят к отдельному классу полупроводниковых приборов – HEMT (High-Mobility Electron Transistors).

Традиционные подложки из монокристаллического Si дешевы, технологичны, характеризуются достаточно высоким коэффициентом теплопроводности и не ограничены по диаметру пластин. Однако из-за сильного различия коэффициента линейного расширения материала пленки и подложки на Si подложках достаточно сложно выращивать эпитаксиальные слои GaN. Чтобы снизить механические напряженности, вводят дополнительный буферный слой, обычно сложной структуры.

Подложки из монокристаллического SiC лучше согласуются с эпитаксиальной пленкой GaN, обладают более высоким коэффициентом теплопроводности. Их недостаток заключается в относительной дороговизне производства SiC подложки и сложность ее обработки. Такие структуры используются для приборов, работающих в жестких условиях, для которых определяющее значение имеет долговременная надежность и высокое качество.

Подложки из монокристаллических пластин GaN идеально согласуются с эпитаксиальным слоем GaN. Однако производство пластин диаметром больше 50 мм сложное и пока очень дорогое. Приборы с подобной структурой используются в наиболее ответственных приложениях, где предъявляются жесткие требования по плотности мощности, радиационной стойкости и надежности.

Проводящий канал может быть реализован параллельно плоскости подложки (рисунок 3.36, *а*) или, подобно традиционным MOSFET, перпендикулярно плоскости кристалла (рисунок 3.36, *б*). Продольная структура позволяет использовать существующую инфраструктуру традиционной кремниевой технологии с реализацией на экономичной кремниевой подложке. Однако из-за разницы коэффициентов линейного расширения Si и GaN для снижения скорости деградации кристалла приходится использовать буферный слой достаточно сложной структуры. Кроме того, кремниевая подложка несколько ухудшает термическую стойкость GaN транзистора, требует бóльшего продольного расстояния, растущего пропорционально рабочему напряжению и току.

Вертикальная структура GaN транзистора во многом схожа со структурой MOSFET (рисунок 3.36, *б*) и выполняется на GaN подложке. Как и у MOSFET, ток протекает вертикально, что позволяет значительно уменьшить размер кристалла, повысить скорость переключения, увеличить предельное напряжение (свыше 1200 В) и допустимую температуру работы (до 300 °С). Основные проблемы связаны с малым размером выращиваемых кристаллов GaN и их высокой стоимостью.

Базовые структуры GaN транзисторов, продольная и вертикальная, приведенные на рисунке 3.36, позволили достичь великолепных ключевых характеристик, превосходящие характеристики кремниевых MOSFET и IGBT. Однако обе структуры работают в режиме обеднения. Ключ остается проводящим при отсутствии напряжения на затворе и для отключения транзистора требуется подача на затвор отрицательного напряжения относительно стока или истока. Для устранения этого очевидного недостатка в последние годы сразу несколько производителей смогли предложить нормально закрытые транзисторы, выполненные по технологии нитрид-галлий на кремнии.

В качестве примера на рисунке 3.37 показана каскодная схема GaN ключа, когда на одном кристалле последовательно с высоковольтным GaN ключом $VT2$ помещается дополнительный низковольтный кремниевый ключ $VT1$.

Термин «каскодная схема» восходит к ламповой технике. Название произошло от соединения частей слов КАСКад через катОД.

Если на входе ключа действует положительное напряжение, достаточное для отпирания MOSFET ($U_{\text{ЗИ}} \geq +U_{\text{откр}}$), то каналы транзисторов $VT1$ и $VT2$ находятся в проводящем состоянии при любой полярности питающего напряжения между стоком и истоком. При этом ток через ключ $I_{\text{кл}}$ является двунаправленным и максимальным. Потери проводимости включают потери на обоих транзисторах.

Когда на вход ключа подано запирающее напряжение ($U_{\text{ЗИ}} = 0$), транзистор $VT1$ (MOSFET) заперт. Ток ключа $I_{\text{кл}}$ и направление его протекания зависит от полярности питающего напряжения $U_{\text{СИ}}$.

При приложении прямого напряжения, когда ($+U_{СИ}$) положительное и больше порогового напряжения GaN транзистора $U_{пор}$ (обычно единицы вольт), потенциал истока GaN ячейки оказывается отрицательным относительно его затвора и GaN ячейки запирается, блокируя ток $I_{кл}$ всего ключевого элемента. В итоге все напряжение прикладывается именно к GaN элементу $VT2$, а напряжение на $VT1$ не превышает $U_{пор}$.

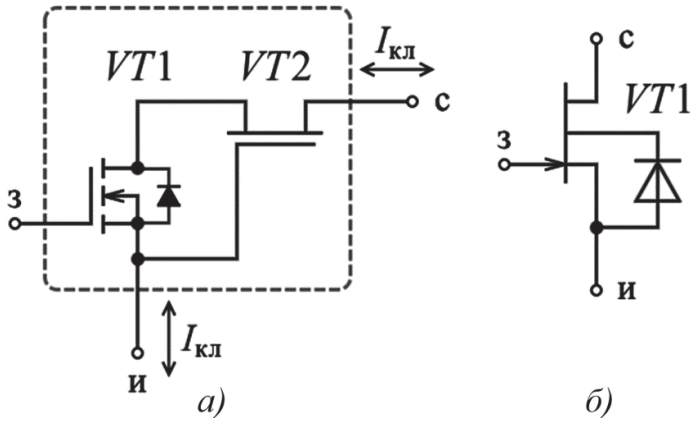


Рисунок 3.37 – Каскодная структура GaN ключа:
а – схема; б – УГО

При отрицательном напряжении питания ($-U_{СИ}$) и запертом транзисторе $VT1$, паразитный диод MOSFET прямо смещен и пропускает ток нормально открытого GaN транзистора $VT2$. Каскодный транзистор не реагирует на запирающий сигнал и остается в проводящем состоянии. С точки зрения пользователя каскодная схема работает как *n*-канальный MOSFET без блокировки обратного тока.

Особенностью GaN ячейки является отсутствие паразитного диода, от которого зависит время выключения классического MOSFET и, соответственно, потери при запирании. В каскодной схеме транзистор $VT1$ (MOSFET) работает при малых напряжениях и малых уровнях насыщения. В результате время на рассасывание носителей после выключения оказывается минимальным, а GaN транзистор вообще не требует времени на восстановление, так как отсутствуют неосновные носители и нет эффекта накопления.

Несколько позднее на рынке появились GaN транзисторы eGaN компании Efficient Power Conversion (EPC) и CoolGaN™ компании Infineon, работающие в режиме обогащения. Изменения коснулись структуры затвора и подзатворной области, где затвор из материала *p*-GaN (рисунок 3.38) инжектирует носители в подзатворную область, за счет чего формируется разрыв в области электронного газа, и в результате обеспечивается работа нормально закрытого ключа и режим обогащения. Вывод затвора, образованный омическим контактом между металлизацией затвора (Ti) и материалом *p*-GaN, обладает выпрямляющим свойством и образует с основным каналом полупроводниковый диод $D4$. Чтобы перевести транзистор в проводящее состояние, на затвор необходимо подать прямое напряжение. Инжекционный затвор GaN транзистора обеспечивает сходство его управления, как с биполярными, так и с полевыми транзисторами.

Подобно биполярным транзисторам GaN транзистор управляется током, но имеет существенно бóльший коэффициент усиления по току (достигающий 3000).

Также как и MOSFET, для открывания GaN транзистора необходимо накопить заряд во входной емкости, но существенно меньший, чем у MOSFET. В итоге, работа GaN ключа с инжекционным затвором идентична работе обычного *n*-MOSFET. Отсутствие паразитного диода между истоком и стоком позволяет этим приборам проводить ток и блокировать его протекание в обоих направлениях, то есть коммутировать как постоянный, так и переменный ток.

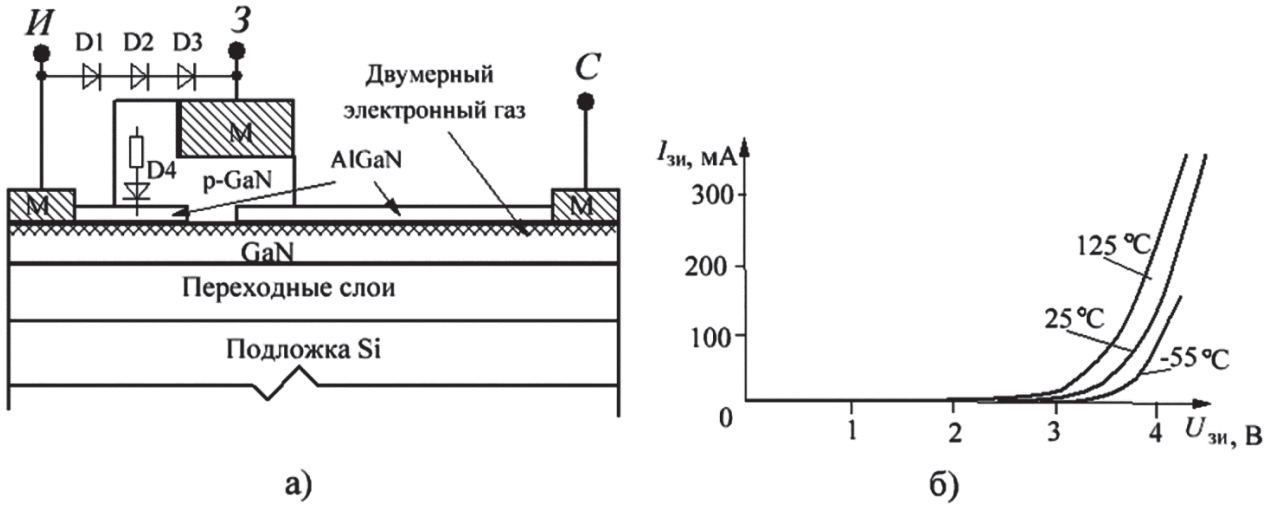


Рисунок 3.38 – GaN транзистор с инжекционным затвором:
а – структурная схема; б – ВАХ

Входная вольт-амперная характеристика, приведенная на рисунке 3.38, *б*, имеет вид, подобно обычной диодной с напряжением в точке перегиба около 3,5 В. Что жестко ограничивает диапазон входного напряжения GaN от +0,7 В до +2,5 В. Три последовательных диода $D1$, $D2$ и $D3$ интегрированы для защиты затвора от отрицательного напряжения меньшего -10 В.

Транзисторы GaN, подобно биполярным транзисторам, управляются током, а не напряжением как MOSFET. Однако GaN транзисторы имеют как минимум на порядок больший коэффициент усиления по току. Токовый метод управления означает также малое значение порогового напряжения $U_{\text{зи пор}}$, необходимого для начала протекания тока стока. На первый взгляд это является достоинством GaN транзисторов из-за уменьшения потерь мощности на управление, но это, к сожалению, не так из-за значительных входных токов. Кроме того, низкое $U_{\text{зи пор}}$ уменьшает стойкость транзистора к изменениям dv/dt.

Динамические характеристики GaN, как и MOSFET, зависят от заряда затвора, который необходимо накопить во входной емкости $Q_З$ (Gate Charge), но существенно меньшей, чем у MOSFET, что обеспечивает GaN транзисторам бóльшую скорость переключения. В итоге, работа GaN ключа с инжекционным затвором идентична работе обычного *n*-MOSFET с важным отличием, связанным с отсутствием паразитного диода между истоком и стоком.

Для поддержания транзистора в проводящем состоянии драйвер управления, помимо накопления заряда входной емкости, должен обеспечить дополнительный ток, поскольку ток затвора в этом режиме имеет ненулевое значение.

Важной особенностью GaN транзисторов является отсутствие паразитного диода между стоком и истоком, что позволяет этим приборам проводить ток и блокировать его протекание в обоих направлениях, а значит использовать для коммутации цепей переменного тока. Реализацию серийного производства таких транзисторов долго сдерживали технологические факторы, возникающие при выращивании монокристаллической GaN подложки, не позволяющие реализовать классическую вертикальную структуру, подобно кремниевым и карбид-кремниевым транзисторам. И лишь в последние годы сразу несколько производителей электронных компонент представили на рынке быстродействующие силовые и ВЧ-транзисторы, выполненные на полупроводниках с широкой запрещенной зоной на основе нитрида галлия.

Таким образом, GaN технология позволила снять принципиальные ограничения, которые накладывала существующая элементная база на схемотехнику импульсных преобразователей электрической энергии. Начался новый виток в развитии силовой преобразовательной техники, когда GaN транзисторы становятся такой же нормой в импульсных преобразователях, как MOSFET или IGBT.

Различные фирмы представили на рынке разные варианты GaN структур нормально закрытых транзисторов. Силовой ключ Transphorm, показанный на рисунке 3.37, *а*, выполнен по каскодной схеме в виде пары последовательно включенных ключей – $VT1$ нормально закрытого кремниевого низковольтного MOSFET и $VT2$ – высоковольтного нормально открытого GaN.

Одним из вариантов построения оптимальных структур является схема каскодного ключа, состоящая из последовательно включенных высоковольтного и низковольтного элементов структуры. Высоковольтный элемент обеспечивает блокирующие свойства ключа при минимальных токах утечки, а также минимальные остаточные падения напряжения при заданной плотности тока. Низковольтный элемент структуры «отвечает» за оптимальную динамику переключения при минимальных потерях в цепи управления.

Чтобы удовлетворить заданным требованиям, высоковольтная часть структуры должна обладать биполярным механизмом токопереноса, обеспечивающим соответствующее накопление носителей и модуляцию проводимости канала. Кроме того, для снижения потерь на дополнительное управление необходимо, чтобы высоковольтный элемент представлял собой нормально открытую структуру, обеспечивающую проводимость тока даже при нулевом потенциале на затворе. При этом очевидно, что механизм управления подобной структурой по затвору в случае транзисторного варианта может быть только полевым.

Необходимым дополнением к указанным свойствам должно быть требование совместимости обеих структур в единой конструкции прибора, то есть высоковольтный элемент должен обеспечивать отсечку относительно больших внешних потенциалов на низковольтной части структуры в блокирующем и

переходном состояниях. В свою очередь, переключение низковольтного транзистора должно приводить к эффективному накоплению и рассасыванию носителей в базовых областях основного силового элемента.

Таким образом, наиболее совершенной структурой каскодного ключа с точки зрения оптимизации удельных суммарных потерь мощности является последовательное соединение нормально открытого униполярного транзистора (унитрона), обладающего механизмом модуляции внутренней проводимости (подобную структуру имеют, например, тиристор с электростатическим управлением), и низковольтного МДП-транзистора.

Следует, однако, обратить внимание на тот факт, что с ростом тока нагрузки в приведенной схеме ключа наблюдается эффект отрицательной паразитной обратной связи по напряжению, обусловленный снижением эффективности управления униполярным транзистором при увеличении потенциала на стоке МДП-транзистора. Этот эффект приводит к значительному уменьшению эквивалентной крутизны униполярного транзистора, что снижает показатель качества ключа в целом. Существует несколько вариантов схемотехнических решений, компенсирующих влияние указанной обратной связи и примененных в известных разработках каскодных транзисторных структур. Во всех этих вариантах цепь затвора высоковольтного унитрона соединяется с общей шиной через дополнительный ключевой элемент пассивного (стабилитрон, диод) или активного (транзистор) механизма действия. Этот дополнительный элемент обеспечивает отключение цепи управления унитрона во включенном состоянии каскода и его замыкание на общую шину в переходном режиме выключения с последующим входом в состояние блокирования. Вариант со стабилитроном обладает существенным недостатком, связанным с его относительно высоким дифференциальным сопротивлением и низким быстродействием, что вызывает дополнительную динамическую перегрузку управляющего МДП-транзистора в переходном процессе выключения. Диодный вариант не обеспечивает эффективного перезаряда входной емкости унитрона и требует дополнительных цепей запуска в переходном процессе включения, перегружающих и без того уже достаточно сложную структуру ключа. Казалось бы, относительно идеальный вариант комплементарных транзисторов обладает тем существенным недостатком, что является совершенно незащищенным в режимах токовой перегрузки, поскольку не обеспечивает пути стекания накопленных носителей, что приводит к значительным всплескам перенапряжений на управляющем транзисторе и в дальнейшем фактически вызывает его выход из строя.

Целесообразно рассмотреть поведение каскодного ключа при подаче отпирающего и запирающего управляющего напряжения на вывод З относительно И.

Если на вход подан запирающий сигнал $U_{\text{зи}} = 0$, то:

– при положительном напряжении питания $+U_{\text{си}}$ канал MOSFET $VT1$ заперт. На стоке MOSFET, что то же самое на истоке GaN транзистора $VT2$, устанавливается положительное напряжение относительно затвора GaN (вывод И), порядка +3…+4 В. Оно вполне достаточно для запирания канала транзистора $VT2$ и, соответственно, транзистора GaN. Ток

$I_{кл}$ каскодного ключа равен нулю. Основное высоковольтное напряжение питания (до 650 В) будет приложено между стоком и истоком GaN транзистора $VT2$;

– при отрицательном напряжении питания $-U_{си}$ канал MOSFET по-прежнему заперт. Но неуправляемый ток $I_{кл}$ протекает через паразитный диод транзистора $VT1$ и нормально открытый транзистор $VT2$. Ток $I_{кл}$ протекает через каскодный ключ, не реагируя на запирающий сигнал на выводе З.

Если на вход подан отпирающий сигнал $U_{зи} = +U_{откр}$ достаточный для отпирания MOSFET, то:

– при положительной полярности $+U_{си}$ каналы транзисторов VT1 и VT2 открыты, каскодный ключ находится во включенном состоянии, ток ключа $I_{кл}$ максимален;

– при отрицательной полярности $-U_{си}$ канал транзистора $VT1$ открыт. Ток ключа $I_{кл}$ по-прежнему максимален. Каскодный ключ открыт.

Таким образом, каскодная структура представляет нормально закрытый транзистор без блокировки обратного тока, полностью управляемый только в первом квадранте. Характеристики соответствуют одноквадрантному ключу, но со всеми достоинствами GaN-ключа. Падение напряжения на открытом ключе в первом квадранте небольшое и определяется суммой напряжений на открытом канале транзисторов $VT1$ и $VT2$. Несомненным достоинством такой структуры является возможность использования типовых драйверов MOSFET. Подобная каскодная структура GaN, как и MOSFET, требует дополнительных затрат для блокировки обратного тока при использовании для коммутации переменного тока.

Управление GaN транзистором имеет сходство с MOSFET и биполярными транзисторами. Подобно биполярным транзисторам GaN транзисторы управляются током, но имеют существенно больший коэффициент усиления по току, около 3000. Подобно MOSFET при включении необходимо накапливать заряд в паразитной емкости затвора и рассасывать заряд – при выключении. Однако заряд емкости затвора GaN транзистора существенно меньше, что обеспечивает более высокое быстродействие. Управлять GaN ключом возможно типовым драйверами MOSFET, дополненными внешними RC-цепями или специализированным драйвером.

Естественно, возникает вопрос о том, какой же полупроводник лучше? К сожалению, однозначного ответа на этот вопрос не существует (рисунок 3.39).

Кремниевые транзисторы, в производстве и применении которых на сегодняшний день накоплен огромный опыт, все еще будут использоваться в современных разработках. Дело в том, что при определенных условиях КПД устройств силовой электроники, реализованных по кремниевой технологии, такой же, что и при использовании широкозонной элементной базы (нитрид-галлиевая и карбид-кремниевая технологии). Но тенденции развития радиоэлектроники предъявляют к новым устройствам и системам более жесткие

требования и, вполне вероятна ситуация, при которой использование кремниевых транзисторов уже не сможет удовлетворить жесткие требования, и тогда широкозонным полупроводниковым просто не будет альтернативы. Например, нитрид галлия лучше всего использовать в приложениях, критичных к удельной мощности, поскольку транзисторы на его основе обладают отличными характеристиками в широком диапазоне частот. А вот для преобразователей, работа которых планируется при повышенных температурах, лучше всего подходят транзисторы из карбида кремния.

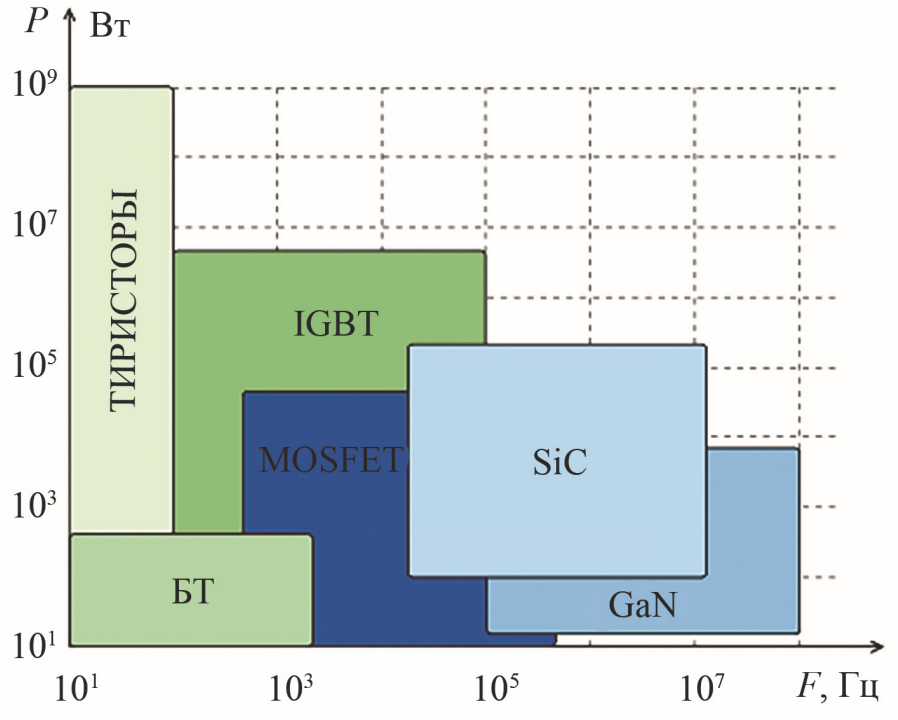


Рисунок 3.39 – Оптимальные области применения полупроводниковых приборов, изготовленных по различным технологиям

Таким образом, к выбору полупроводникового материала для силовых транзисторов необходимо подходить сбалансированно, непредубежденно и без экстремизма.

3.6. Контрольные вопросы

1. Нарисуйте ВАХ стабилитрона и стабистора и укажите рабочие области их характеристик.
2. Назовите области применения стабилитронов и стабисторов.
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.
6. Каков принцип управления у биполярных транзисторов?
7. Что такое коллекторная характеристика биполярного транзистор?

8. Что можно проиллюстрировать при совместном анализе коллекторной и мощностной характеристик?
9. Назовите достоинства и недостатки полевых транзисторов.
10. Нарисуйте УГО и ВАХ полевого транзистора с управляющим *p-n* переходом.
11. Нарисуйте УГО и ВАХ полевого транзистора со встроенным каналом.
12. Нарисуйте УГО и ВАХ полевого транзистора с индуцированным каналом.
13. Каков принцип управления у полевых транзисторов?
14. Как надо понимать «полевой транзистор со встроенным каналом» и «полевой транзистор с индуцированным каналом»?
15. Нарисуйте УГО и ВАХ полевого транзистора с индуцированным каналом.
16. Что такое стоко-затворная характеристика полевого транзистора?
17. Что такое стоковая характеристика полевого транзистора?
18. Каков принцип построения биполярного транзистора с изолированным затвором (БТИЗ)?
19. Почему IGBT называются комбинированными транзисторами?
20. В каких условиях применение IGBT целесообразно вместо MOSFET?
21. С какой целью в схеме коммутации MOSFET после генератора логического сигнала включают драйвер?
22. Какую роль играет дополнительный резистор в схеме коммутации MOSFET, включенный после драйвера?
23. Нарисуйте временны́е диаграммы процесса переключения MOSFET ключа.
24. Какие транзисторы MOSFET или IGBT являются более высокочастотными и почему?
25. Как определяется интегральная характеристика, называемая полным зарядом затвора $Q_з$?
26. Нарисуйте каскодную схему GaN ключа.
27. Выполните анализ физических свойств перспективных (GaN и SiC) и традиционного (Si) полупроводниковых материалов.
28. Имеется ли у GaN транзисторов паразитный диод между стоком и истоком?
29. Что позволяет GaN транзисторам проводить ток и блокировать его протекание в обоих направлениях?
30. Можно ли GaN транзисторы использовать для коммутации цепей переменного тока?
31. Назовите оптимальные области применения полупроводниковых приборов, изготовленных по различным технологиям.
32. Для управления какими транзисторам (ПТ или БТ) требуется гораздо меньше энергии.
33. Какая технология изготовления полупроводниковых приборов будет основной в ближайшие годы?

ГЛАВА 4.
ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

Устройства, осуществляющие преобразование энергии переменного тока в энергию постоянного тока, называются выпрямительными устройствами (ВУ) или преобразователями AC/DC.

4.1. Классификация выпрямительных устройств

Классификация ВУ выполняется по ряду признаков.

1. Классификация ВУ по наличию сетевого трансформатора, то есть по наличию на входе выпрямительного устройства низкочастотного трансформатора, называемого сетевым. По этому признаку различают схемы выпрямителей: трансформаторные и бестрансформаторные.

2. Классификация ВУ по числу полупериодов напряжения питающей сети, используемых для выпрямления за период сетевого напряжения. По этому признаку различают схемы выпрямителей: однополупериодные и двухполупериодные (последние разделяются на схемы с нулевым выводом (средней точкой) и мостовые схемы).

3. Классификация ВУ по тактности. Тактность схемы определяется числом импульсов тока, протекающих по вторичной обмотке сетевого трансформатора за период питающего напряжения. Если по одной и той же вторичной обмотке трансформатора ток протекает за период только в одном направлении, то такая схема называется однотактной, а если в обоих направлениях, то двухтактной. Все реальные схемы ВУ могут быть однотактными или двухтактными.

Надо отметить важную особенность понятия тактности. Однотактными выпрямителями называются такие ВУ, у которых каждая вторичная обмотка трансформатора за период питающего напряжения работает только один раз, и, следовательно, ток в каждой фазе имеет постоянную составляющую. Двухтактными называются такие ВУ, у которых каждая вторичная обмотка трансформатора за период питающего напряжения работает два раза. При этом в течение периода питающего напряжения токи через вторичную обмотку трансформатора протекают в противоположных направлениях и, следовательно, ток в каждой фазе не имеет постоянной составляющей.

4. Классификация ВУ по пульсности тока. Пульсность тока определяется числом импульсов тока, протекающих через нагрузку выпрямительного устройства за период питающего напряжения. Если за период питающего напряжения через нагрузку проходит один импульс тока, то выпрямитель относится к однопульсным ВУ. Если за период питающего напряжения через нагрузку проходят два импульса тока, то выпрямитель относится к двухпульсным ВУ.

Если за период питающего напряжения через нагрузку проходят три импульса тока, то выпрямитель относится к трехпульсным выпрямительным

устройствам. Если за период питающего напряжения через нагрузку проходят шесть импульсов тока, то выпрямитель относится к шестипульсным ВУ.

5. Классификация ВУ по возможности регулирования среднего выпрямленного напряжения, то есть фактически по типу полупроводникового прибора, используемого в качестве вентиля. Если в качестве вентилей используются диоды, то такие выпрямительные устройства называются неуправляемыми выпрямительными устройствами (НВУ), а если в качестве вентилей используются тиристоры, то такие выпрямительные устройства называются управляемыми выпрямительными устройствами (УВУ).

6. Классификация выпрямительных устройств по типу питающей (первичной) сети. ВУ подразделяются на однофазные и трехфазные.

В ИЭП радиотехнических устройств наибольшее применение нашли следующие схемы выпрямления, реализованные либо в трансформаторном исполнении, либо в бестрансформаторном исполнении:

1 – однополупериодная схема выпрямления однофазного тока;

2 – схема выпрямления со средней точкой однофазного тока;

3 – мостовая схема выпрямления однофазного тока (схема Греца);

4 – однополупериодная схема выпрямления трехфазного тока (схема Миткевича);

5 – мостовая схема выпрямления трехфазного тока (схема Ларионова).

Для упрощения анализа физических процессов, протекающих в ВУ, и их математического описания обычно принимают следующие допущения:

- питающее (сетевое) напряжение переменного тока изменяется по синусоидальному закону;
- трансформатор выпрямительного устройства является идеальным, то есть его сопротивление, потери и ток холостого хода равны нулю;
- выпрямительные диоды являются идеальными, то есть их сопротивление в прямом направлении равно нулю, а в обратном – бесконечно велико.

4.2. Неуправляемые выпрямительные устройства

В неуправляемых выпрямительных устройствах в качестве вентилей применяются полупроводниковые диоды.

Полупроводниковые диоды являются простейшими неуправляемыми силовыми ключами с вентильными свойствами, обладающие способностью пропускать ток в направлении от анода к катоду и практически не пропускать его в другом направлении.

Принимается, что у идеальных диодов прямое падение напряжения $U_{\text{пр}}$ равно нулю и обратный ток также равен нулю, то есть диоды проводят ток только в одном направлении и потери на них отсутствуют.

4.2.1. Структурная схема выпрямительного устройства

Со схемотехнической точки зрения принципы построения неуправляемых и управляемых выпрямительных устройств практически одинаковы.

Структурная схема типового ВУ с трансформаторным входом показана на рисунке 4.1.

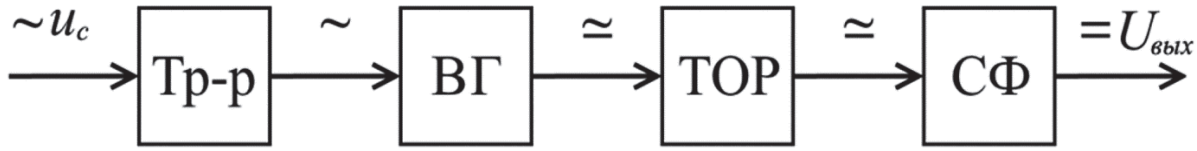


Рисунок 4.1 – Структурная схема типового выпрямительного устройства с трансформаторным входом

Такие ВУ состоят из последовательно включенных сетевого трансформатора (Тр-р), на вход которого подается сетевое напряжение $u_{\text{с}}$ переменного тока, вентильной группы (ВГ), предназначенной для преобразования переменного тока в постоянный, токоограничивающего резистора (ТОР) и сглаживающего фильтра (СФ) для подавления пульсаций выпрямленного напряжения, на выходе которого формируется напряжение $U_{\text{вых}}$ постоянного тока. Кроме перечисленных блоков ВУ может содержать сетевой помехоподавляющий фильтр для защиты питающей сети от помех, создаваемых самим ВУ, и ВУ от сетевых помех, а также блок защиты и диагностики.

В современных ИЭП (рисунок 1.1) входные низкочастотные выпрямительные устройства обычно не содержат сетевой трансформатор. У них после помехоподавляющего фильтра включают выпрямительное устройство, первым элементом которого является ВГ (рисунок 4.1), работающая с сетевым напряжением $u_{\text{с}}$.

Вентильная группа (рисунок 4.1) реализуется одним или несколькими вентилями (например, диодами), включенными по соответствующей схеме.

Токоограничивающий резистор представляет собой низкоомный резистор, шунтированный, например, тринистором с соответствующей схемой управления. ТОР чрезвычайно необходим при включении выпрямительного устройства, работающего на нагрузку с емкостной реакцией.

Сглаживающий фильтр уменьшает пульсации выпрямленного напряжения и реализуется, как на пассивных компонентах (конденсаторы, дроссели, резисторы), так и на активных элементах (например, линейные стабилизаторы напряжения).

По структурной схеме, приведенной на рисунке 4.1, строятся как неуправляемые, так и управляемые выпрямительные устройства.

В быстродействующих импульсных цепях широко используются диоды Шоттки, у которых переход выполнен на основе контакта металл-полупроводник. У этих диодов не затрачивается время на накопление и рассасывание зарядов в базе, поэтому их быстродействие зависит только от скорости перезарядки барьерной емкости.

Вольт-амперная характеристика диодов Шоттки подобна ВАХ кремниевых диодов на основе *p-n* перехода. Отличие состоит в том, что их прямая ветвь представляет почти идеальную экспоненциальную кривую, а обратные токи малы (десятки наноампер).

Конструктивно диоды Шоттки выполняются в виде пластины низкоомного кремния, на которую нанесена высокоомная эпитаксиальная пленка с электропроводностью того же типа. На поверхность пленки вакуумным напылением нанесен слой металла.

4.2.2. Типовые схемы построения неуправляемых выпрямительных устройств

Физические процессы в выпрямительных устройствах, а значит и иллюстрирующие их диаграммы токов и напряжений, существенно зависят от характера (реакции) нагрузки. Различают следующие виды характера нагрузки: резистивный (обозначают R), емкостной (обозначают C), индуктивный (обозначают L) и смешанный (обозначают RLC). Характер нагрузки определяется, главным образом, первым элементом пассивного сглаживающего фильтра, расположенного за выпрямительным устройством (рисунок 4.1).

Вначале целесообразно рассмотреть работу НВУ на резистивную нагрузку.

4.2.2.1. Работа неуправляемого выпрямительного устройства на резистивную нагрузку

Однополупериодная бестрансформаторная схема неуправляемого выпрямительного устройства, работающего на резистивную нагрузку $R_{\text{н}}$, показана на рисунке 4.2.

В соответствии со структурной схемой НВУ вентильная группа реализована одним диодом $VD1$, являющимся неуправляемым вентилем.

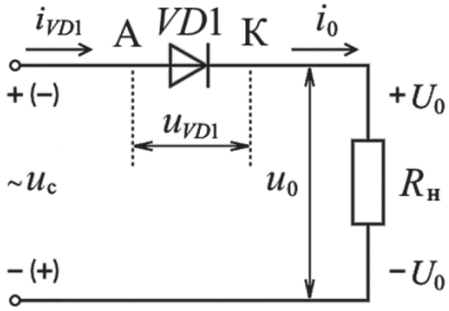


Рисунок 4.2 – Однофазная бестрансформаторная схема однополупериодного неуправляемого выпрямительного устройства, работающего на резистивную нагрузку

На вход НВУ подается питающее сетевое гармоническое напряжение $u_{\text{с}}$, которое можно записать в следующем виде

$$u_{\text{с}} = U_{max} \cdot \sin \nu, \tag{4.1}$$

где U_{max} – амплитуда;

$\nu = \omega \cdot t$ – фазовый угол;

ω – круговая частота питающей сети, $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$;

t – время;

f – частота (для промышленной сети переменного тока $f = 50$ Гц).

Поэтому на входе НВУ каждый полупериод питающего напряжения $u_{\text{с}}$ изменяется полярность напряжения. На рисунке 4.2 полярность входного напряжения $u_{\text{с}}$ в один полупериод питающего напряжения показана без скобок, а в другой – в скобках.

Известно, что необходимым условием протекания через диод $VD1$ тока i_{VD1} является наличие положительного напряжения u_{VD1} между анодом А и катодом К диода $VD1$ (рисунок 4.2).

Характерные диаграммы рассматриваемого НВУ показаны на рисунке 4.3.

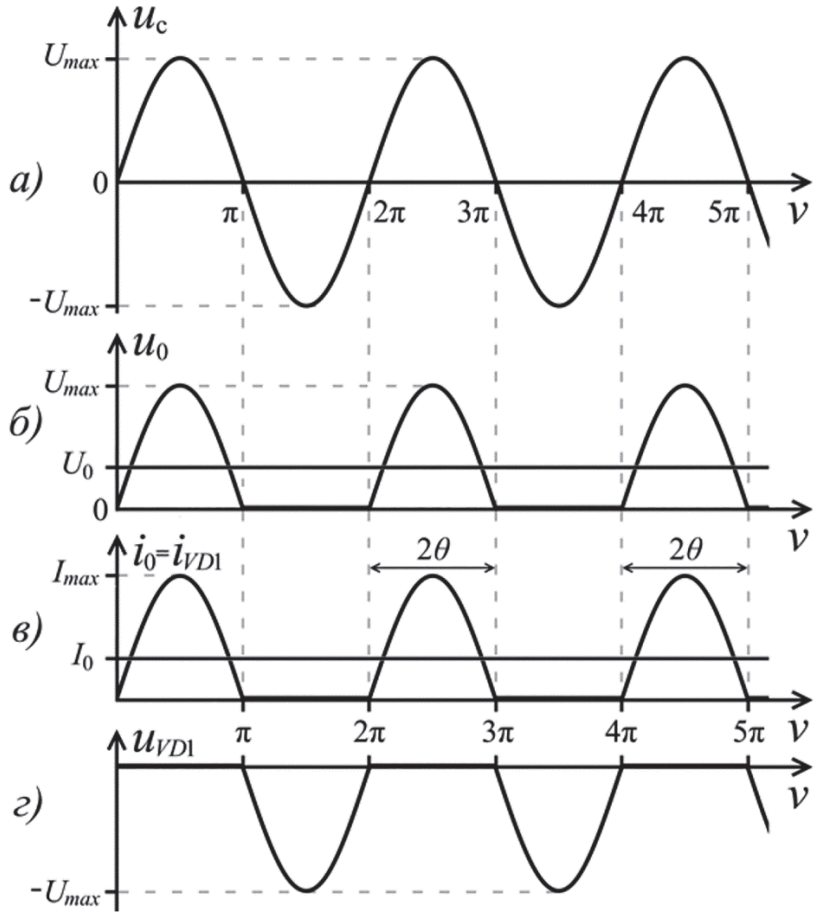


Рисунок 4.3 – Характерные диаграммы однофазного бестрансформаторного однополупериодного неуправляемого выпрямительного устройства, работающего на резистивную нагрузку

Пусть положительное напряжение u_{VD1} на диоде $VD1$ появляется при положительной полуволне сетевого напряжения (на рисунке 4.2 полярность указана без скобок).

В первый полупериод питающего напряжения $u_{\text{с}}$ (ν изменяется от 0 до π) (рисунок 4.3, *а*) при открытом диоде $VD1$ (рисунок 4.2) все сетевое напряжение

оказывается приложено к нагрузке $R_н$, то есть на нагрузке формируется мгновенное выпрямленное напряжение u_0 тождественное сетевому напряжение, то есть $u_0 = u_с = U_{max} \cdot \sin \nu$ (рисунок 4.3, *б*). При этом сетевое напряжение обеспечивает протекание тока по цепи: $(+u_с) \rightarrow VD1 \rightarrow R_н \rightarrow (-u_с)$ (рисунок 4.2).

В соответствии с законом Ома можно утверждать, что при резистивном характере нагрузки мгновенный выпрямленный ток i_0 (рисунок 4.3, *в*) по форме повторяет мгновенное выпрямленное напряжение u_0 (рисунок 4.3, *б*) и имеет амплитуду I_{max}. Очевидно, что мгновенный выпрямленный ток i_0 равен току i_{VD1}, протекающему через диод $VD1$.

В рассматриваемый полупериод питающего напряжения $u_с$ диод $VD1$ открыт, а с учетом ранее принятого предположения о его идеальности, мгновенное напряжение u_{VD1} на диоде $VD1$ равно нулю (рисунок 4.3, *г*).

Во второй полупериод питающего напряжения $u_с$ (ν изменяется от π до 2π) (рисунок 4.3, *а*) ко входу НВУ приложено отрицательное напряжение (его полярность на рисунке 4.2 указана в скобках). Это напряжение для диода $VD1$ является обратным, то есть между его анодом А и катодом К приложено отрицательное напряжение $u_с$. Поэтому диод $VD1$ закрыт, через него ток не протекает, то есть мгновенный выпрямленный ток i_0 и мгновенное выпрямленное напряжение u_0 равны нулю (рисунок 4.3, *в* и рисунок 4.3, *б*). К закрытому диоду приложено сетевое напряжение, то есть $u_{VD1} = u_с = U_{max} \cdot \sin \nu$ (рисунок 4.3, *г*). Причем амплитуда мгновенного напряжения на закрытом диоде $VD1$ равна амплитуде U_{max} сетевого напряжения $u_с$.

Процессы, происходящие в следующий полупериод питающего напряжения $u_с$, повторяют первый. И так далее, процессы последовательно повторяются.

Неуправляемые выпрямительные устройства характеризуются рядом параметров, например, средним выпрямленным напряжением U_0, средним выпрямленным током I_0, углом отсечки θ и коэффициентом пульсаций $K_п$.

Угол осечки θ – это выраженная в угловом измерении половина времени, в течение которого ток протекает через диод за период питающего напряжения.

На рисунке 4.3, *в* для определения θ использована осциллограмма $i_{VD1} = f(\nu)$ и на ней отмечен двойной угол отсечки 2θ. Для рассматриваемой схемы выпрямления (при резистивном характере нагрузки) угол отсечки θ равен $\pi/2$, то есть 90 градусов (рисунок 4.3, *в*).

Как известно, среднее значение U функции u за период T определяется по формуле

$$U = \frac{1}{T} \int_0^T u \, dt. \tag{4.2}$$

С учетом этого значение среднего выпрямленного напряжения U_0 для рассматриваемой схемы НВУ определяется по формуле

$$U_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_0 \, d\nu. \tag{4.3}$$

Эта формула определяет усреднение функции u_0, которая является мгновенным выпрямленным напряжением, за период $T = 2\pi$ (рисунок 4.3, *б*).

Особенность функции u_0 состоит в том, что на интервале ν от нуля до π она определяется формулой $u_0 = U_{max} \cdot \sin\nu$, а на интервале ν от π до 2π функция u_0 равна нулю. Поэтому в интеграле формулы (4.3) верхний предел интегрирования может быть заменен на π. Тогда формула (4.3) принимает вид

$$U_0 = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} u_0\, d\nu = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} U_{max}\cdot\sin\nu\, d\nu = -\frac{U_{max}}{2\pi}\cdot\cos\nu\Big|_0^{\pi} = \\ = -\frac{U_{max}}{2\pi}\cdot(\cos\pi - \cos 0) = -\frac{U_{max}}{2\pi}\cdot(-1-1) = \frac{U_{max}}{\pi}. \tag{4.4}$$

Полученное выражение показывает, что значение среднего выпрямленного напряжения U_0 для однополупериодной схемы неуправляемого выпрямительного устройства в π раз меньше амплитуды U_{max} сетевого напряжения (рисунок 4.3, *б*).

Аналогично можно получить формулу для определения среднего выпрямленного тока I_0 (рисунок 4.3, *в*).

$$I_0 = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} i_0\, d\nu = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} I_{max}\cdot\sin\nu\, d\nu = \frac{I_{max}}{\pi}. \tag{4.5}$$

Полученные формулы (4.4) и (4.5) показывают, что в однополупериодной схеме выпрямления гармонического напряжения, работающего на резистивную нагрузку, амплитуды U_{max} и I_{max} превышают U_0 и I_0 в π раз.

Полезно выполнить сравнительный анализ значений среднего квадратического напряжения U и среднего выпрямленного напряжения U_0.

Учитывая, что для гармонического напряжения

$$U = \frac{U_{max}}{\sqrt{2}}$$

и для рассматриваемого НВУ (формула (4.4))

$$U_0 = \frac{U_{max}}{\pi},$$

то можно записать

$$U = \frac{U_{max}}{\sqrt{2}} = \frac{\pi\cdot U_0}{\sqrt{2}} = 2{,}22\cdot U_0.$$

Полученная формула показывает, что значение среднего квадратического напряжения питающей сети в 2,22 раза больше значения среднего выпрямленного напряжения рассматриваемого НВУ.

Таким образом, на рисунке 4.2 показана схема неуправляемого выпрямительного устройства, которая имеет следующие классификационные признаки: бестрансформаторная, однополупериодная, однопульсная, однофазная.

Достаточно часто эта схема реализуется в трансформаторном исполнении. Схема однофазного трансформаторного однополупериодного однотактного однопульсного НВУ, работающего на резистивную нагрузку, приведена на рисунке 4.4.

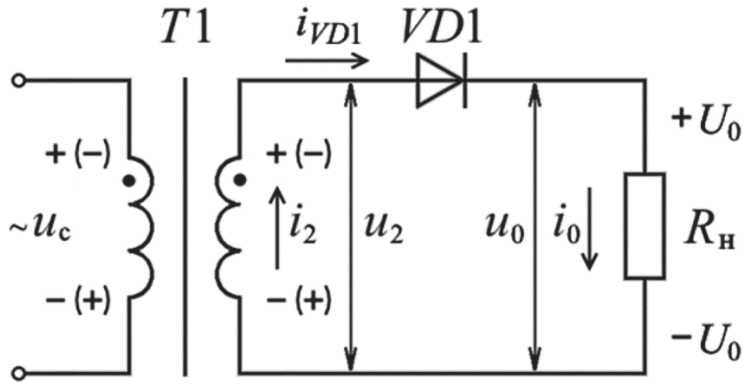


Рисунок 4.4 – Трансформаторная схема однофазного однополупериодного однотактного однопульсного неуправляемого выпрямительного устройства, работающего на резистивную нагрузку

При подключении первичной обмотки сетевого трансформатора $T1$ неуправляемого выпрямительного устройства к питающей сети гармонического напряжения $u_c = u_1$ переменного тока на всех обмотках трансформатора наводится синусоидальная ЭДС индукции. Первичная и вторичная обмотки сетевого трансформатора $T1$ включены согласно. Это на рисунке 4.4 показано точками, нанесенными у витков соответствующих обмоток. При согласном включении обмоток один и тот же магнитный поток наводит на них ЭДС одинаковой полярности. Это позволяет указать полярность индуцированных ЭДС на первичной и вторичной обмотках сетевого трансформатора $T1$ (рисунок 4.4).

На вторичной обмотке сетевого трансформатора $T1$ наводится синусоидальная ЭДС индукции u_2, определяемая уравнением

$$u_2 = U_{2\,max} \cdot \sin \nu, \tag{4.6}$$

где $U_{2\,max}$ – амплитуда напряжения на вторичной обмотке сетевого трансформатора.

Форма мгновенного выпрямленного напряжения u_0 на резистивной нагрузке $R_н$ и среднее выпрямленное напряжение (постоянная составляющая) U_0 для рассматриваемого НВУ приведены на рисунке 4.5, *а*.

При построении графика $u_0 = f(\nu)$ были учтены два фактора. Во-первых, для идеального трансформатора ЭДС индукции e_2 на его вторичной обмотке и мгновенное напряжение u_2 на ней одинаковы по величине и форме. Во-вторых, в интервале изменения ν от 0 до π анод диода $VD1$ положителен по отношению к его катоду и он проводит электрический ток.

На рисунке 4.4 у первичной и вторичной обмоток сетевого трансформатора указана полярность напряжения: без скобок – полярность в первый полупериод питающего напряжения, а в скобках – полярность во второй полупериод питающего напряжения.

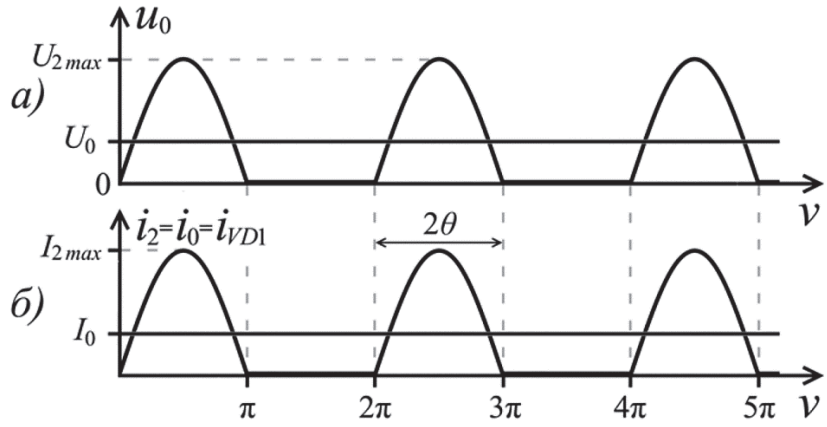


Рисунок 4.5 – Характерные диаграммы для однофазного однополупериодного однотактного однопульсного неуправляемого выпрямительного устройства: а – мгновенное выпрямленное и среднее выпрямленное напряжения на нагрузке; б – мгновенный и средний выпрямленный токи, протекающие через нагрузку $R_н$, диод $VD1$ и вторичную обмотку трансформатора $T1$

Поэтому в первый полупериод питающего напряжения диод $VD1$ открыт, а значит и мгновенное выпрямленное напряжения u_0 на нагрузке $R_н$ равно напряжению u_2 на вторичной обмотке сетевого трансформатора (ведь диод идеален).

При смене полярности питающего напряжения, а значит и напряжения u_2, что наблюдается при $\nu = \pi$, анод диода $VD1$ становится отрицательным относительно катода. Поэтому в интервале изменения ν от π до 2π диод $VD1$ закрыт (он находится под обратным напряжением, равным u_2) и мгновенное выпрямленное напряжение u_0 на нагрузке равно нулю. При $\nu = 2\pi$ диод $VD1$ открывается и процессы повторяются.

Значения ν, при которых диод (а в общем случае вентиль, то есть прибор с односторонней проводимостью) либо открывается, либо закрывается, называются моментами его естественной коммутации. Как видно, например, на рисунке 4.3 моментами естественной коммутации напряжения являются ν равные 0, π, 2π и так далее.

Таким образом, форма мгновенного выпрямленного напряжения u_0 на нагрузке имеет форму однонаправленных синусоидальных импульсов, длительностью в половину периода питающего напряжения.

Форма зависимостей мгновенного выпрямленного тока i_0, протекающего через нагрузку $R_н$, тока i_{VD1}, протекающего через диод $VD1$, и тока i_2, протекающего через вторичную обмотку трансформатора $T1$, от ν тождественны и показаны на рисунке 4.5, *б.*

Основным преимуществом рассмотренной схемы построения НВУ является ее схемотехническая простота.

Недостатками схемы являются: значительные массогабаритные параметры, обусловленные как неэффективным использованием обмоток сетевого трансформатора, так и вынужденным намагничиванием магнитопровода постоянной составляющей выпрямленного тока; большая величина и низкая частота

f, равная частоте питающей сети f_c, основной гармоники выпрямленного тока, что предопределяет значительные массогабаритные параметры сглаживающего фильтра.

Рассмотренная однофазная трансформаторная однополупериодная однотактная однопульсная схема выпрямления применяется в маломощных выпрямительных устройствах.

Схема однофазного НВУ со средней точкой, работающего на резистивную нагрузку $R_н$, приведена на рисунке 4.6, а форма мгновенного выпрямленного напряжения u_0 на нагрузке и среднее выпрямленное напряжение U_0 на нагрузке иллюстрируются на рисунке 4.7.

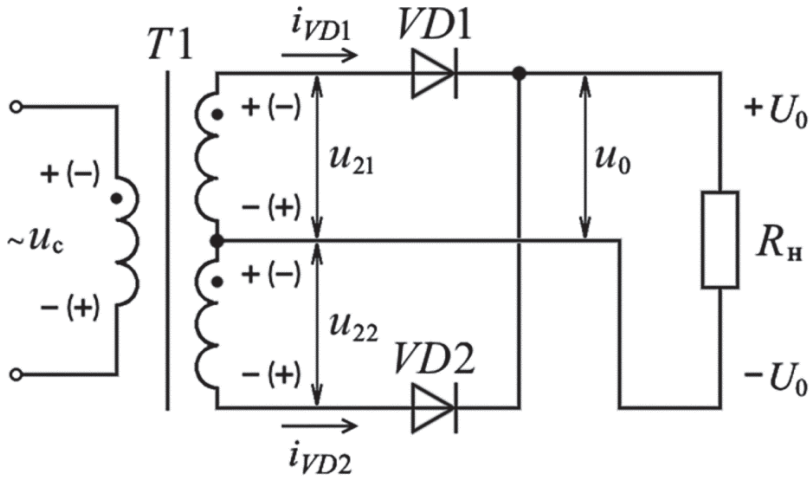


Рисунок 4.6 – Схема неуправляемого выпрямительного устройства со средней точкой

В рассматриваемой схеме НВУ от середины вторичной обмотки сетевого трансформатора сделан отвод. Такие трансформаторы часто называют дифференциальными.

Поэтому вторичную обмотку можно рассматривать состоящей из двух согласно включенных секций. Это на рисунке 4.6 показано точками, нанесенными у витков соответствующих обмоток и секций. Напряжения на секциях вторичной обмотки трансформатора, имеющих равное число витков, обозначены u_{21} и u_{22}, изменяются по гармоническому закону и смещены друг относительно друга на π. Указанные напряжения имеют вид

$$u_{21} = U_{2\,max} \cdot \sin \nu, \tag{4.7}$$

$$u_{22} = U_{2\,max} \cdot sin(\nu + \pi). \tag{4.8}$$

Для этой схемы формула определения среднего выпрямленного напряжения U_0 имеет вид

$$U_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} U_{2\,max} \cdot \sin \nu \cdot d\nu = \frac{2 \cdot U_{2\,max}}{\pi}. \tag{4.9}$$

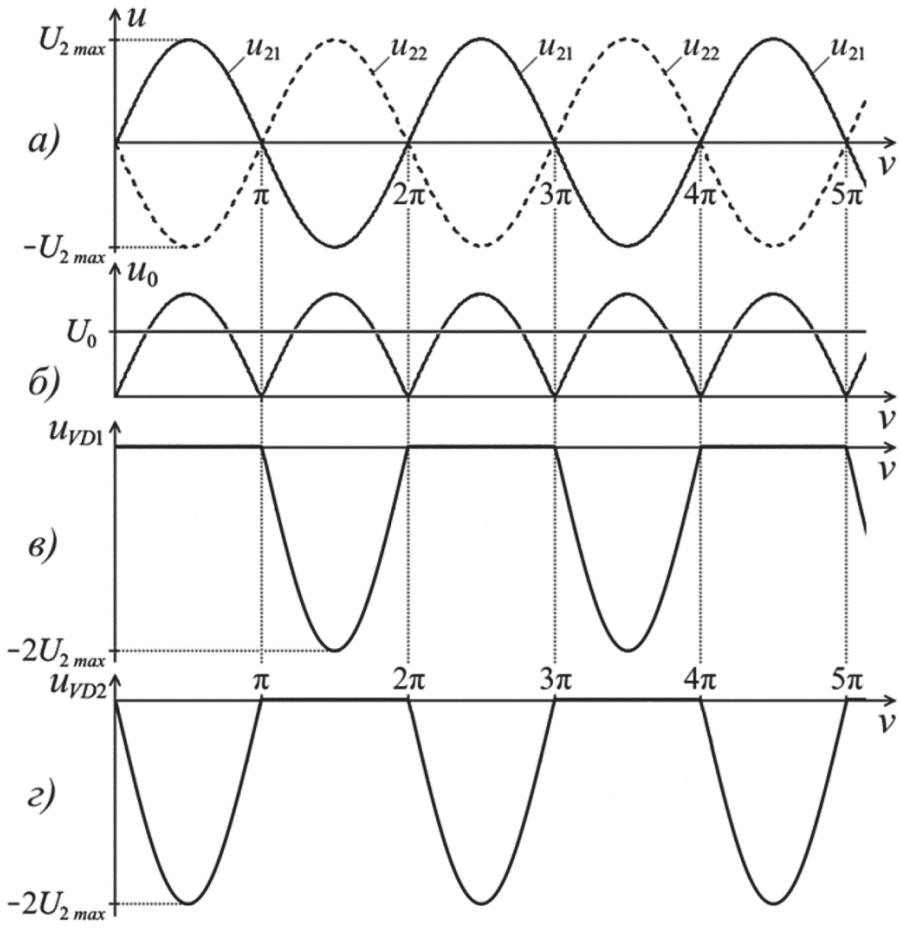


Рисунок 4.7 – Характерные формы напряжений для НВУ со средней точкой: а – мгновенные напряжения u_{21} и u_{22} на секциях вторичной обмотки сетевого трансформатора; б – мгновенное выпрямленное напряжение u_0 и среднее выпрямленное напряжение U_0; в – мгновенное напряжение на диоде $VD1$; г – мгновенное напряжение на диоде $VD2$

Схему со средней точкой можно рассматривать как схему, состоящую из двух однополупериодных схем, работающих поочередно на одну и ту же нагрузку. Математически это подтверждает формула (4.9), согласно которой для схемы со средней точкой среднее выпрямленное напряжение в два раза превышает среднее выпрямленное напряжение однополупериодной схемы (формула (4.4)).

Такое же соотношение для этих двух схем выполняется и для амплитуды напряжения, приложенного к закрытому диоду.

Из анализа информации, показанной на рисунке 4.7, видно, что мгновенное напряжение на нагрузке достигает максимума два раза за период питающего напряжения. Поэтому частота основной гармоники мгновенного выпрямленного напряжения равна удвоенной частоте питающей сети, то есть $f = 2 \cdot f_c$.

Вынужденное намагничивание магнитопровода сетевого трансформатора для схемы со средней точкой отсутствует, так как встречно направленные магнитные потоки, создаваемые токами, протекающими в обеих секциях вторичной обмотки трансформатора, взаимно компенсируются.

При неравенстве напряжений u_{21} и u_{22}, индуцируемых на секциях вторичной обмотки трансформатора, форма мгновенного выпрямленного напряжения u_0 искажается. Эта несимметрия u_0 повторяется через каждый период питающего напряжения. В таком случае на выходе выпрямительного устройства, кроме составляющей пульсации, имеющей частоту, равную удвоенной частоте питающей сети, появляется дополнительная составляющая пульсации, частота которой равна f_c.

Схема со средней точкой имеет следующие преимущества перед однополупериодной схемой НВУ: массогабаритные параметры её трансформатора значительно меньше из-за отсутствия вынужденного намагничивания трансформатора; в два раза меньше амплитуда тока, протекающего через вентиль; вследствие двукратного повышения основной частоты пульсации значительно уменьшаются массогабаритные параметры сглаживающего фильтра.

Основным недостатком рассмотренной схемы выпрямления является необходимость выполнения отвода от середины вторичной обмотки трансформатора. Это является далеко нетривиальной процедурой и особенно в высоковольтных выпрямительных устройствах.

Двухполупериодное выпрямление осуществляется также однофазной мостовой схемой, показанной на рисунке 4.8.

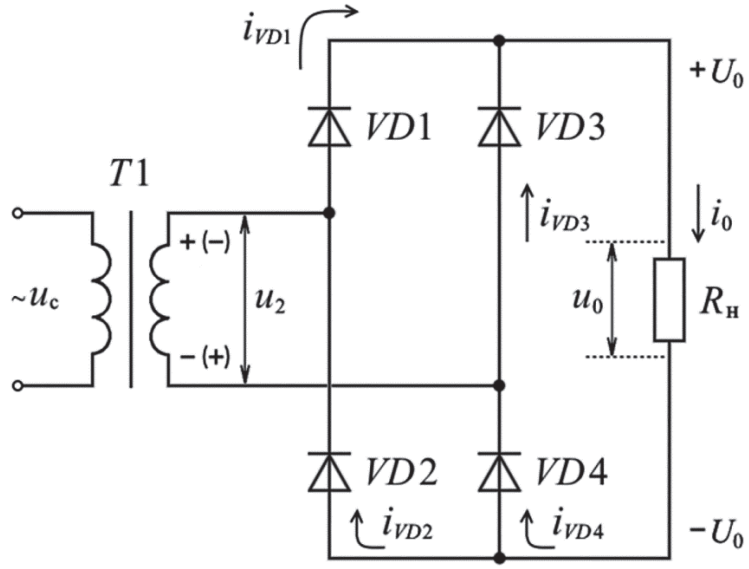


Рисунок 4.8 – Схема однофазного мостового НВУ

Форма мгновенного напряжения u_0 на нагрузке $R_н$ для данной схемы и схемы НВУ со средней точкой совпадают.

Следует отметить, что для рассмотренных однофазных двухполупериодных схем выпрямления отсутствуют интервалы времени, в течение которых мгновенное выпрямленное напряжение u_0 на нагрузке равно нулю. Напряжение u_0 принимает нулевое значение лишь в моменты естественной коммутации тока с одного вентиля на другой.

Недостаток мостовой схемы выпрямления по сравнению со схемой со средней точкой состоит в бóльшем числе используемых вентилей.

Рассмотренная однофазная мостовая схема построения НВУ имеет следующие преимущества по сравнению со схемой со средней точкой: напряжение на выводах вторичной обмотки трансформатора в два раза меньше; обратное напряжение, приложенное к каждому вентилю, в два раза меньше; отсутствует вывод от середины вторичной обмотки трансформатора; массогабаритные параметры сетевого трансформатора лучше из-за эффективного использования его обмоток.

В современных радиоэлектронных средствах широкое применение, в частности, для питания операционных усилителей нашла однофазная схема выпрямления для формирования двух симметричных выходных напряжений, показанная на рисунке 4.9.

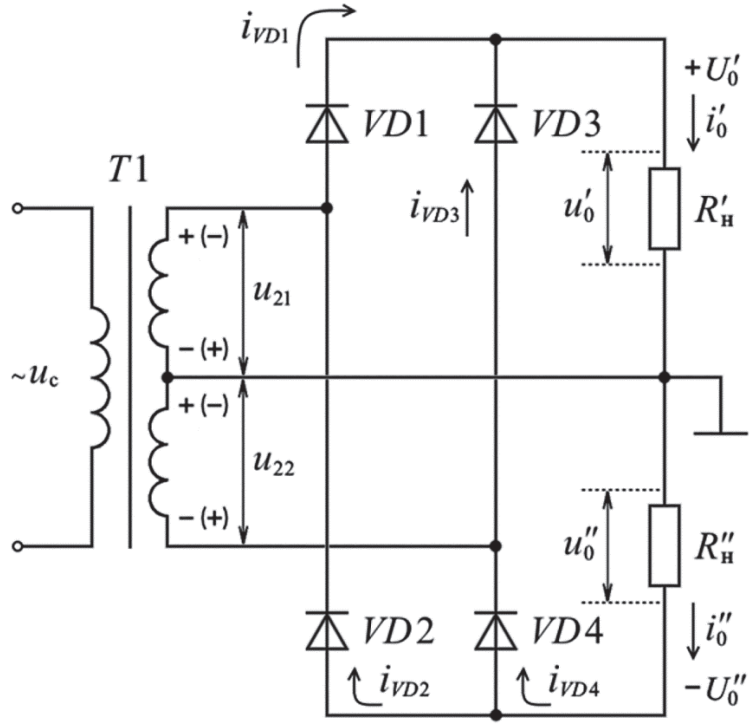


Рисунок 4.9 – Схема мостового неуправляемого выпрямительного устройства с двумя симметричными выходными напряжениями

Эта схема, по существу, представляет собой соединение двух схем: мостовой схемы и схемы со средней точкой. Одна схема включает верхнюю секцию вторичной обмотки сетевого трансформатора $T1$ и диоды $VD1$ и $VD2$, а вторая схема – нижнюю секцию вторичной обмотки сетевого трансформатора $T1$ и диоды $VD4$ и $VD3$.

Характерные диаграммы для мостового выпрямителя, формирующего на нагрузках $R_н'$ и $R_н''$ равные и симметричные напряжения, приведены на рисунке 4.10.

При полярности напряжения на вторичной обмотке сетевого трансформатора, указанной на рисунке 4.9 без скобок, ЭДС u_{21}, индуцированная на верхней секции вторичной обмотки сетевого трансформатора $T1$, приложена к нагрузке $R_н'$ (ток нагрузки протекает через диод $VD1$), а ЭДС u_{22}, индуцированная на

нижней секции вторичной обмотки сетевого трансформатора $T1$, приложена к нагрузке $R''_н$ (ток нагрузки протекает через диод $VD4$).

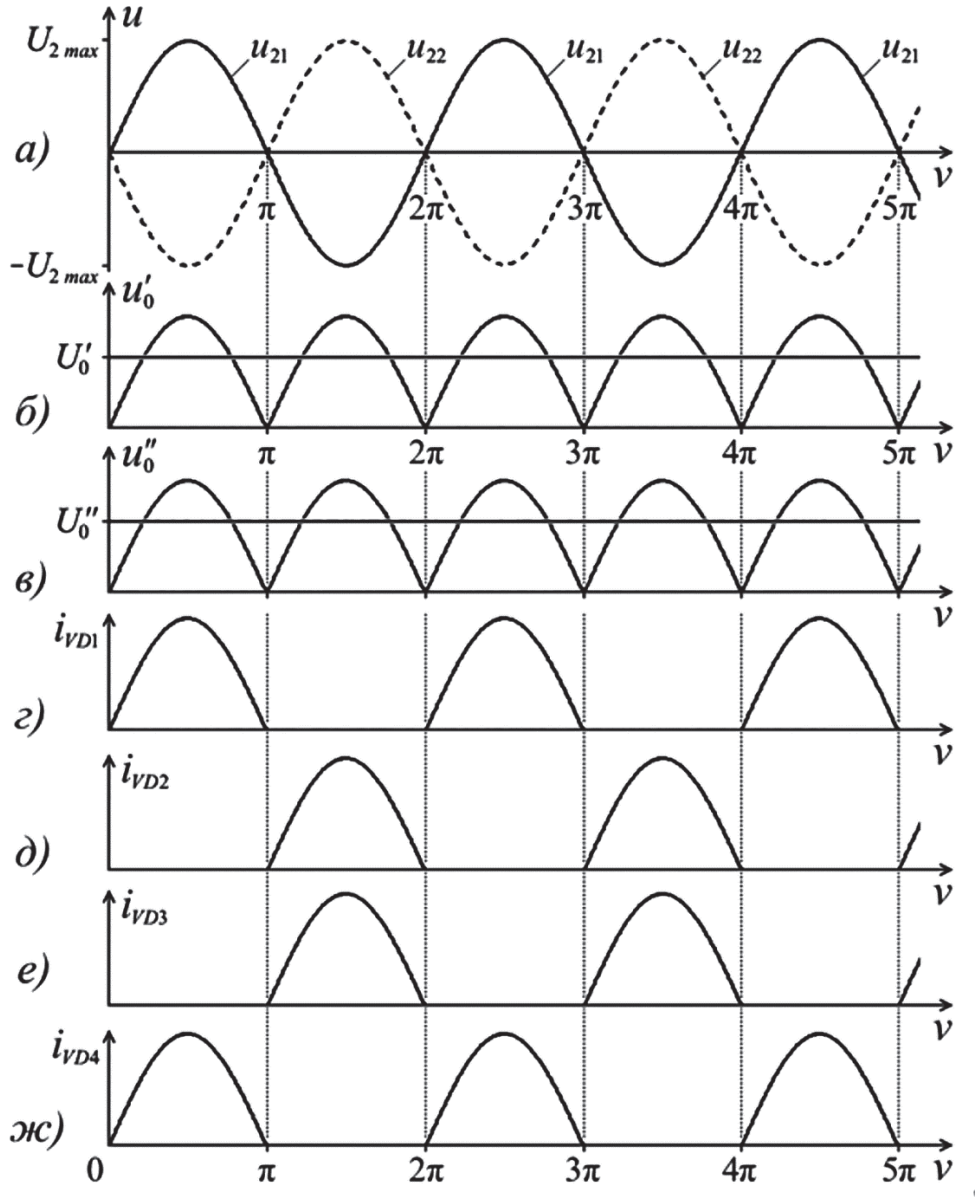


Рисунок 4.10 – Характерные диаграммы для мостового выпрямителя, формирующего на выходе два симметричных напряжения

В следующую половину периода сетевого напряжения, то есть при полярности напряжения на вторичной обмотке трансформатора, указанной на рисунке 4.9 в скобках, ЭДС u_{22}, индуцированная на нижней секции приложена к нагрузке $R'_н$ (ток нагрузки протекает через диод $VD3$), а ЭДС u_{21}, индуцированная на верхней секции приложена к нагрузке $R''_н$ (ток нагрузки протекает через диод $VD2$).

Мгновенные напряжения u'_0 и u''_0 и средние выпрямленные напряжения U'_0 и U''_0 на нагрузках $R'_н$ и $R''_н$ показаны на рисунке 4.10, *б* и рисунке 4.10, *в*, соответственно.

Диаграммы токов i_{VD1}, i_{VD2}, …, i_{VD4}, протекающих через диоды $VD1$, $VD2$,..., $VD4$, показаны на рисунке 4.10, *г*, рисунке 4.10, *д*,..., рисунке 4.10, *ж*, соответственно.

4.2.2.2. Работа неуправляемого выпрямительного устройства на резистивно-емкостную нагрузку

Трансформаторная схема однополупериодного НВУ, работающего на резистивно-емкостную нагрузку, показана на рисунке 4.17. Наличие в схеме конденсатора $C1$, включенного параллельно нагрузке $R_{\text{н}}$, определяет характер нагрузки, а именно – резистивно-емкостной. А характер нагрузки существенно влияет на физику процессов в выпрямительных устройствах.

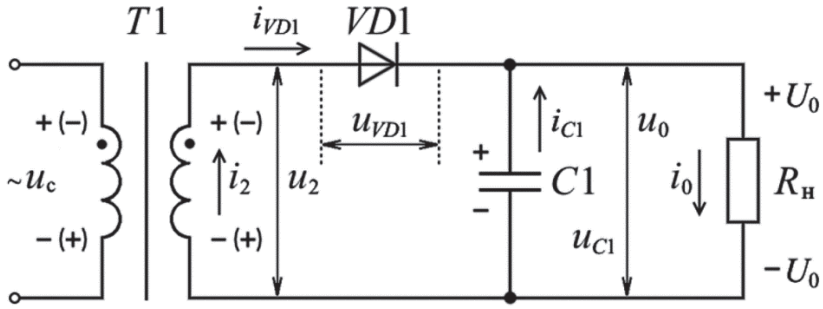


Рисунок 4.11 – Схема однополупериодного неуправляемого выпрямительного устройства с трансформаторным входом, работающего на резистивно-емкостную нагрузку

В установившемся режиме работы НВУ, то есть, когда конденсатор $C1$ стабильно работает в режиме зарядки-разрядки, напряжение u_{C1} на конденсаторе $C1$ имеет полярность, указанную на рисунке 4.11.

Здесь и далее полярность напряжения на конденсаторе будет обозначаться слева от УГО конденсатора.

В первый полупериод сетевого питающего напряжения $u_{\text{с}}$, изменяющегося по гармоническому закону, напряжение $u_2 = U_{2\,max} \cdot \sin \nu$ на вторичной обмотке сетевого трансформатора $T1$ имеет полярность, указанную на рисунке 4.11 без скобок.

Следовательно, падение напряжения u_{VD1} между анодом и катодом выпрямительного диода $VD1$ определяется разностью мгновенных напряжений u_2 и u_{C1}, то есть

$$u_{VD1} = u_2 - u_{C1}. \tag{4.10}$$

Учитывая, что мгновенное напряжение u_2 на вторичной обмотке сетевого трансформатора $T1$ изменяется по гармоническому закону, то напряжение u_{VD1} на выпрямительном диоде $VD1$ является знакопеременной функцией. Это приводит либо к включению диода $VD1$ (при положительном напряжении u_{VD1}), либо к его выключению (при отрицательном напряжении u_{VD1}).

Для упрощения анализа работы НВУ здесь, как и ранее, и как далее, диод $VD1$ принят идеальным, то есть его коммутация происходит мгновенно и прямое падение напряжения на нем $u_{\text{пр}}$ и его обратный ток равны нулю.

Если момент ν_1 (рисунок 4.12) включения диода $VD1$, происходящий при равенстве возрастающего напряжения u_2 на вторичной обмотке сетевого трансформатора $T1$ и уменьшающегося напряжения на конденсаторе u_{C1}, определяется однозначно, то этого нельзя сказать о моменте выключения диода $VD1$.

Для определения момента выключения диода $VD1$ необходимо провести анализ этой процедуры и, в частности, процесса формирования напряжения u_{C1} на конденсаторе $C1$.

Можно принять возможные моменты выключения диода $VD1$, отмеченые на рисунке 4.12 точками 1, 3 и 5.

Как отмечено ранее, в момент $\nu = \nu_1$ включается диод $VD1$ и через него начинает протекать ток i_{VD1}, определяющий ток i_{C1} через конденсатор $C1$ и ток i_0 через нагрузку $R_н$ (рисунок 4.11).

При открытом диоде $VD1$ на интервале от ν_1 до $\frac{\pi}{2}$ мгновенное выпрямленное напряжение u_0 на нагрузке $R_н$ и мгновенное напряжение u_{C1} на конденсаторе $C1$ равны напряжению u_2 на вторичной обмотке сетевого трансформатора $T1$ (сплошная линия, являющаяся частью штриховой линии на рисунке 4.12).

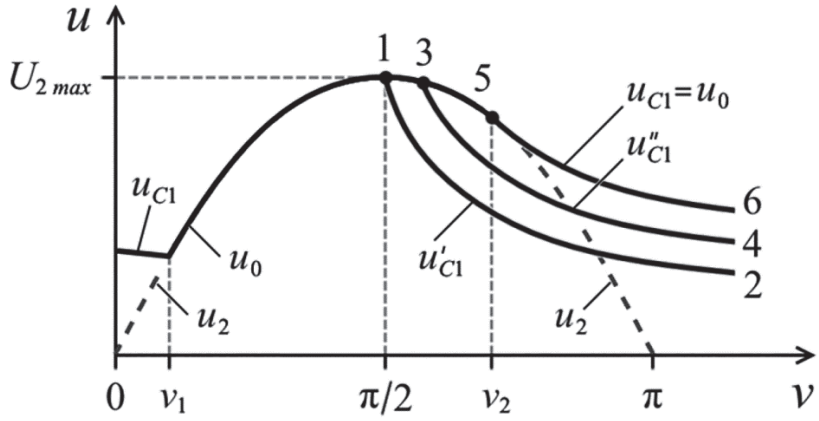


Рисунок 4.12 – Иллюстрация процедуры определения момента выключения выпрямительного диода

Учитывая, что момент выключения диода $VD1$ заранее неизвестен, то можно предположить, что диод $VD1$ закроется в момент $\nu = \frac{\pi}{2}$, то есть в точке 1 на рисунке 4.12.

В этот момент напряжение u_2 на вторичной обмотке трансформатора $T1$ максимально и равно $U_{2\,max}$. После выключения диода передача энергии со входа НВУ на его выход прекращается. Напряжение на нагрузке $R_н$ определяется напряжением на конденсаторе $C1$. Изменение мгновенного напряжения u'_{C1} на разряжающемся на нагрузку $R_н$ конденсаторе $C1$ происходит по экспоненциальному закону

$$u'_{C1} = u_0\left(\frac{\pi}{2}\right) \cdot e^{-\frac{\nu}{\omega \cdot R_н \cdot C_{C1}}} = U_{2\,max} \cdot e^{-\frac{\nu}{\omega \cdot R_н \cdot C_{C1}}}, \qquad (4.11)$$

где $u_0\left(\frac{\pi}{2}\right) = U_{2\,max} \cdot \sin\frac{\pi}{2} = U_{2\,max}$ – мгновенное выпрямленное напряжение при $\nu = \pi/2$ (точка 1 на рисунке 4.12), равное амплитудному значению напряжения $U_{2\,max}$ на вторичной обмотке сетевого трансформатора;

C_{C1} – емкость конденсатора $C1$;

$R_{R_н}$ – сопротивление нагрузки $R_н$.

Напряжение u'_{C1} разряжающегося конденсатора при $\nu \geq \pi/2$ изменяется по экспоненциальному закону, определяемого формулой (4.11), а графически показанного линией 1-2 на рисунке 4.12. При этом уменьшающееся напряжение u_2 на вторичной обмотке трансформатора $T1$ имеет синусоидальный характер. Напряжение u_2 приложено к аноду диода $VD1$, а напряжение на конденсаторе u'_{C1} – к его катоду. Поэтому до тех пор, пока потенциал анода диода $VD1$ более положителен, чем потенциал его катода, диод остается открытым. Следовательно, предположение, что диод $VD1$ выключается в момент $\nu = \frac{\pi}{2}$ (точка 1 на рисунке 4.12) не выполняется.

С учетом полученного анализа следует предположить, что диод $VD1$ выключается в точке 3 (рисунок 4.12). Изменение напряжения u''_{C1} после этого на конденсаторе $C1$ происходит по линии 3-4. Анализ, выполненный аналогично анализу для точки 1, процесса коммутации диода $VD1$ показывает, что и в точке 3 диод $VD1$ не выключается.

Пусть тогда диод $VD1$ выключается в точке 5 (рисунок 4.12). Изменение напряжения u_{C1} после этого на конденсаторе $C1$ происходит по линии 5-6. Из рисунка 4.12 видно, что для линии 5-6 разряда конденсатора $C1$ отсутствует интервал ν, для которого напряжение u_2 на вторичной обмотке сетевого трансформатора больше напряжения u_{C1} на конденсаторе $C1$. Следовательно, при $\nu \geq \nu_2$ напряжение u_2 меньше или равно напряжению u_{C1}. А это означает, что диод $VD1$ выключен. Таким образом, при $\nu = \nu_2$ происходит выключение диода $VD1$, то есть условию выключения диода удовлетворяет точка 5 при $\nu = \nu_2$ (рисунок 4.12).

К математической формулировке условия выключения диода $VD1$ можно подойти следующим образом. При уменьшении ν от примерно π до ν_2 производная напряжения u_2 по ν, то есть $\frac{du_2}{d\nu}$, уменьшается, а производная напряжения u_{C1} по ν, то есть $\frac{du_{C1}}{d\nu}$, увеличивается.

Это позволяет сформулировать условие выключения диода $VD1$: равенство нулю анодного напряжения на диоде достигается при равенстве производных по ν напряжений u_2 и u_{C1}, то есть при выполнении условия

$$\frac{du_2}{d\nu} = \frac{du_{C1}}{d\nu}. \tag{4.12}$$

Полезно подчеркнуть, что момент ν_2 выключения диода $VD1$ находится в интервале от $\nu = \pi/2$ до $\nu = \pi$.

Напряжение u_2 на вторичной обмотке сетевого трансформатора $T1$, при котором выключается диод $VD1$, определяется выражением $u_2 = U_{2\,max} \cdot \sin\nu$.

А напряжение u_{C1} на конденсаторе $C1$ с момента выключения диода $VD1$, то есть при $\nu \geq \nu_2$ определяется выражением

$$u_{C1} = (U_{2\,max} \cdot \sin \nu_2) \cdot e^{-\frac{1}{\omega \cdot R_{R_н} \cdot C_{C1}}(\nu - \nu_2)}.$$

Эта формула записана при условии, что начало координаты ν совпадает с моментом ν_2 выключения диода $VD1$.

С учетом этого из формулы (4.12) получают

$$U_{2\,max} \cdot \cos \nu = (U_{2\,max} \cdot \sin \nu_2) \cdot e^{-\frac{1}{\omega \cdot R_{R_н} \cdot C_{C1}}(\nu - \nu_2)} \cdot \left(-\frac{1}{\omega \cdot R_{R_н} \cdot C_{C1}}\right).$$

Выполнив сокращение обеих частей этого уравнения на $U_{2\,max}$, имеют

$$\cos \nu = (\sin \nu_2) \cdot e^{-\frac{1}{\omega \cdot R_{R_н} \cdot C_{C1}}(\nu - \nu_2)} \cdot \left(-\frac{1}{\omega \cdot R_{R_н} \cdot C_{C1}}\right).$$

Для момента $\nu = \nu_2$ выключения выпрямительного диода полученное выражение можно записать в виде

$$\cos \nu_2 = (\sin \nu_2) \cdot \left(-\frac{1}{\omega \cdot R_{R_н} \cdot C_{C1}}\right).$$

После алгебраических преобразований это выражение можно записать в следующей виде

$$\operatorname{tg} \nu_2 = -\omega \cdot R_{R_н} \cdot C_{C1}.$$

Наличие знака «−» в правой части полученной формулы не должен смущать. Ведь выключение выпрямительного диода возможно лишь при $\nu > 90$ градусов. А функция тангенса при углах из интервала от $\pi/2$ до π является отрицательной величиной.

Следовательно, величина ν_2, то есть момент выключения диода $VD1$, который показан на рисунке 4.12 точкой 5, определяется по формуле

$$\nu_2 = \operatorname{arctg}\left(-\omega \cdot R_{R_н} \cdot C_{C1}\right). \qquad (4.13)$$

Начиная с этого момента ν_2 и далее потенциал катода диода $VD1$, формируемый напряжением u_{C1} на конденсаторе $C1$, становится более положительным, чем потенциал анода диода $VD1$, формируемый напряжением u_2 на вторичной обмотке трансформатора $T1$. Следовательно, с $\nu \geq \nu_2$ диод $VD1$ выключен, так как к нему приложено обратное напряжение.

Принцип действия однополупериодного неуправляемого выпрямительного устройства с резистивно-емкостным характером нагрузки иллюстрируют диаграммы токов и напряжений, показанные на рисунке 4.13.

На рисунке 4.13, *а* показано напряжение u_2 на вторичной обмотке сетевого трансформатора $T1$, которое изменяется по гармоническому закону $u_2 = U_{2\,max} \cdot \sin \nu$.

В момент $\nu = \nu_1$ (рисунок 4.13, *б*) напряжение на аноде диода $VD1$ (рисунок 4.11), созданное возрастающим напряжением u_2 на вторичной обмотке

трансформатора $T1$, равно напряжению на катоде диода $VD1$, определяемом уменьшающимся напряжением u_{C1} на конденсаторе $C1$, то есть в момент $\nu = \nu_1$ выполняется равенство $u_2 = u_{C1}$.

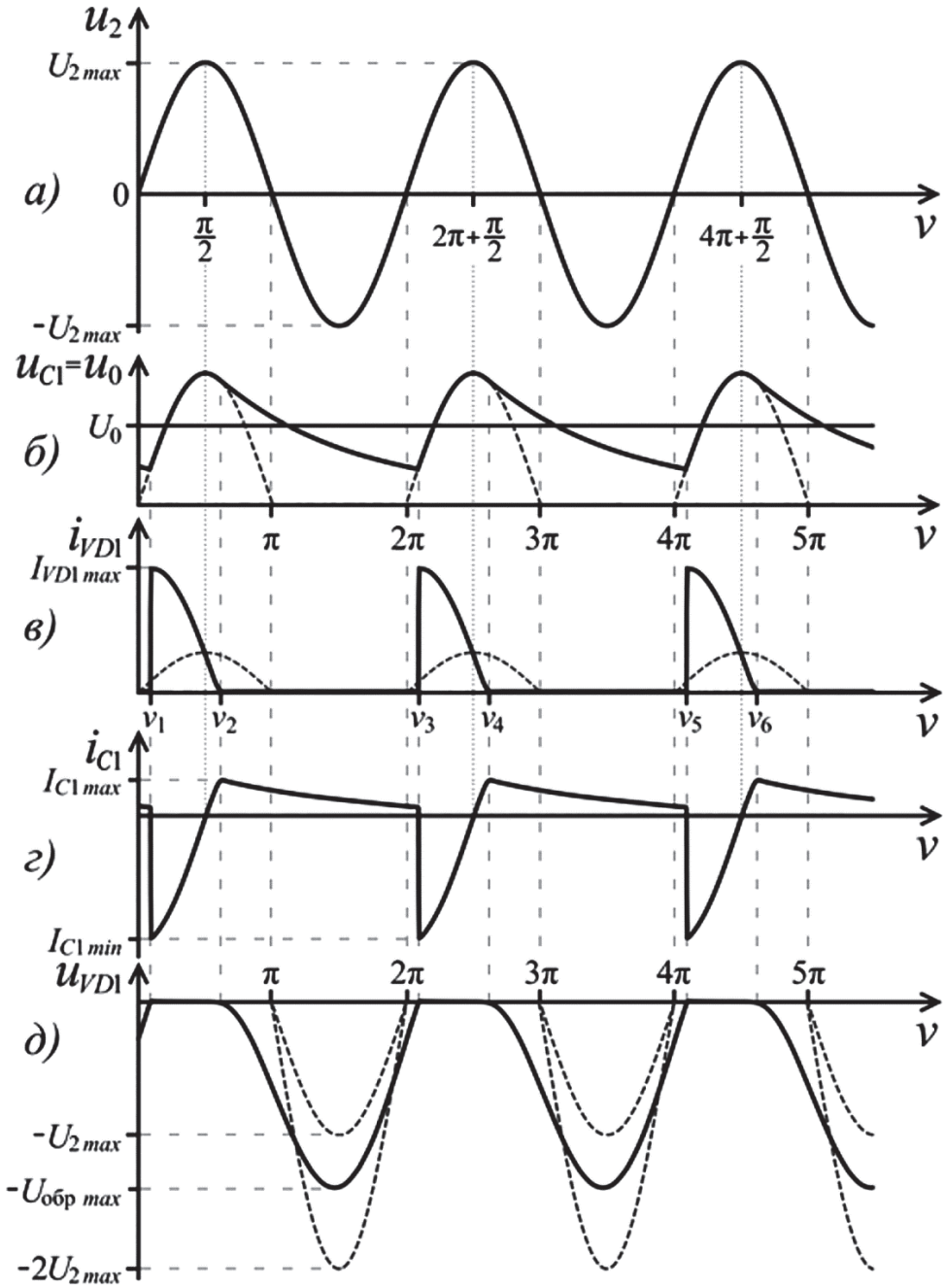


Рисунок 4.13 – Характерные диаграммы, иллюстрирующие принцип действия неуправляемого выпрямительного устройства, работающего на резистивно-емкостную нагрузку

В интервале ν от ν_1 до ν_2 (рисунок 4.13, *в*) напряжение u_2 на вторичной обмотке трансформатора $T1$ превышает напряжение u_{C1} на конденсаторе $C1$, а значит потенциал анода диода $VD1$ более положителен, чем потенциал его катода. Поэтому на указанном интервале изменения ν диод $VD1$ открыт и через него протекает ток i_{VD1} со вторичной обмотки трансформатора $T1$ на параллельно включенные конденсатор $C1$ и нагрузку $R_{\text{н}}$ (рисунок 4.11).

При этом конденсатор $C1$ подзаряжается, а следовательно, напряжение u_{C1} на конденсаторе $C1$ возрастает.

Ток заряда конденсатора i_{C1} (рисунок 4.13, *г*) в интервале ν от ν_1 до $\frac{\pi}{2}$ является отрицательным по сравнению с направлением тока i_{C1}, показанным на рисунке 4.11.

Одной из особенностей работы неуправляемых выпрямителей на емкостную нагрузку является то, что при $\nu = \frac{\pi}{2}$ (напряжение на вторичной обмотке трансформатора $T1$ равно $U_{2\,max}$) ток i_{C1} через конденсатор $C1$ равен нулю, так как для $\nu = \frac{\pi}{2}$ выполняется условие

$$i_{C1}\Big|_{\nu=\frac{\pi}{2}} = C_{C1}\frac{du_{C1}}{d\nu} = C_{C1}\frac{du_2}{d\nu} = 0. \qquad (4.14)$$

При этой записи было учтено, что при $\nu = \frac{\pi}{2}$ напряжения u_2 и u_{C1} равны.

Поэтому целесообразно рассмотреть зависимость тока i_{VD1}, протекающего через выпрямительный диод $VD1$, от ν. Как отмечено ранее, в момент $\nu = \frac{\pi}{2}$ ток i_{C1} через конденсатор $C1$ равен нулю (рисунок 4.13, *г*). С физической точки зрения это означает, что в данный момент ν сглаживающий конденсатор $C1$ не участвует в процессах рассматриваемого неуправляемого выпрямительного устройства (рисунок 4.11). Поэтому амплитуды токов, протекающих через диод $VD1$ при работе рассматриваемого НВУ на резистивную (пунктирная линия) и резистивно-емкостную (сплошная линия) нагрузки, совпадают в момент $\nu = \frac{\pi}{2}$ (рисунок 4.13, *в*).

В следующий интервал ν от $\frac{\pi}{2}$ до ν_2 ток i_{C1} через конденсатор $C1$ становится положительным (рисунок 4.13, *г*), что означает начало разрядки конденсатора $C1$ на нагрузку $R_{\text{н}}$. Мгновенный выпрямленный ток i_0, протекающий через нагрузку $R_{\text{н}}$ в этом интервале ν, формируется суммой тока i_{VD1}, протекающего через диод $VD1$, и тока i_{C1}, протекающего через конденсатор $C1$. Это позволяет записать равенство

$$i_0\Big|_{\nu=\frac{\pi}{2}\ldots\nu_2} = i_{VD1} + i_{C1}.$$

В момент $\nu = \nu_2$ диод $VD1$ выключается (рисунок 4.13, *в*).

В следующий интервал ν от ν_2 до ν_3 напряжение u_2 на вторичной обмотке сетевого трансформатора $T1$, приложенное к аноду диода $VD1$, меньше напряжения u_{C1} на конденсаторе $C1$, приложенного к катоду диода $VD1$. Поэтому диод $VD1$ выключен, а значит и ток i_{VD1}, протекающий через него, равен нулю. Мгновенный выпрямленный ток i_0, протекающий через нагрузку $R_{\text{н}}$, сопротивление которой равно $R_{R_{\text{н}}}$, определяется формулой

$$i_0\Big|_{\nu=\nu_2\ldots\nu_3} = \frac{u_{C1}}{R_{R_{\text{н}}}}.$$

На этом интервале ν от ν_2 до ν_3 к диоду $VD1$ приложено обратное напряжение. Диапазон от ν_2 (момент выключения диода $VD1$) и до ν_3 (момент включения диода $VD1$) можно разделить на три интервала: от ν_2 до π, от π до 2π и от 2π до ν_3.

На интервале ν от ν_2 до π напряжение на диоде $VD1$ определяется разностью $u_{VD1} = u_2 - u_{C1}$. Учитывая, что при этом $u_2 < u_{C1}$, то к диоду $VD1$ приложено отрицательное напряжение (рисунок 4.13, *д*).

На интервале ν от π до 2π напряжение u_2 на вторичной обмотке трансформатора является отрицательным (по сравнению с предыдущим полупериодом питающего напряжения). Полярность напряжения u_2 на вторичной обмотке трансформатора на рисунке 4.11 показана в скобках. Обратное напряжение на диоде определяется суммой последовательно включенных напряжений u_2 и u_{C1} (рисунок 4.13, *д*).

Следовательно, на интервале ν от π до 2π амплитуда $U_{\text{обр}\,max}$ обратного напряжения на диоде $VD1$ больше амплитуды $U_{2\,max}$ напряжения u_2 и определяется неравенством (рисунок 4.13, *д*)

$$U_{2\,max} \le U_{\text{обр}\,max} \le 2 \cdot U_{2\,max}.$$

На интервале ν от 2π до ν_3 полярность напряжения u_2 указана на рисунке 4.11 без скобок. При этом к диоду $VD1$ приложено напряжение, определяемое разностью напряжений u_2 и u_{C1} (как и на интервале ν от ν_2 до π).

При ν_3 диод $VD1$ открывается. Поэтому с момента $\nu = \nu_3$ начинается новый период работы НВУ и рассмотренные физические процессы повторяются.

Влияние емкости конденсатора сглаживающего фильтра на работу НВУ иллюстрируется диаграммой напряжения u_{C1} на конденсаторе $C1$ (рисунок 4.14), тока i_{VD1} через диод $VD1$ (рисунок 4.15), а также обратного напряжения на диоде $VD1$ (рисунок 4.16).

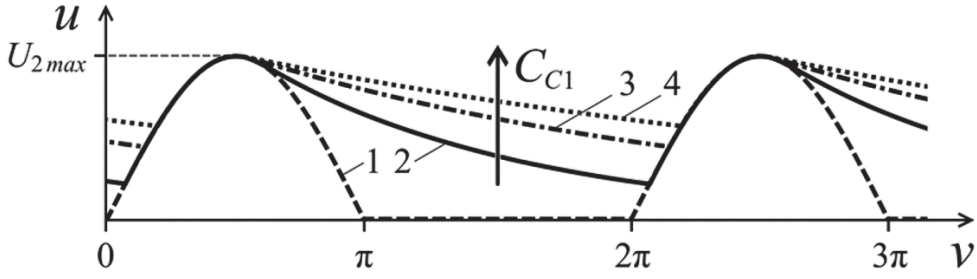


Рисунок 4.14 – Диаграммы напряжений на выходе неуправляемого выпрямительного устройства при разных значениях емкости конденсатора сглаживающего фильтра

Графики под номером 1 на рисунке 4.14, рисунке 4.15 и рисунке 4.16 показывают диаграммы работы устройства при отсутствии конденсатора, то есть при работе выпрямительного устройства на резистивную нагрузку. Графики под номерами 2, 3 и 4 – это диаграммы работы НВУ при наличии сглаживающего конденсатора $C1$, включенного параллельно нагрузке $R_{\text{н}}$. Причем емкость сглаживающего конденсатора увеличивается с ростом номера кривой 2, 3 и 4.

Видно, что увеличение емкости сглаживающего конденсатора $C1$ приводит к уменьшению пульсаций мгновенного выпрямленного (выходного) напряжения u_0 на нагрузке $R_н$ (график 4 на рисунке 4.14). Обратной стороной этого положительного эффекта является повышение амплитуды $I_{VD1\,max}$ тока i_{VD1}, протекающего через диод $VD1$, и уменьшение угла отсечки, изображенные на рисунке 4.15 графиками 2-4.

Ранее было отмечено, что при резистивном характере нагрузки мгновенный ток i_{VD1} через выпрямительный диод протекает в течение полупериода питающего напряжения, равном π. По диаграммам, приведенным на рисунке 4.15 для НВУ, работающего на резистивно-емкостную нагрузку, видно, что мгновенный ток i_{VD1} через выпрямительный диод протекает в течение меньшего интервала ν, чем полупериод питающего напряжения, то есть угол отсечки θ при резистивно-емкостном характере нагрузки уменьшается.

Следует отметить, что мощность, рассеиваемая на электрорадиоэлементах, в соответствии с законом Джоуля – Ленца, увеличивается пропорционально квадрату амплитуды протекающего через ЭРЭ тока. Следовательно, при резистивно-емкостном характере нагрузки тепловой режим выпрямительных диодов существенно усложняется. По этой причине мощные выпрямительные устройства не работают на нагрузку с резистивно-емкостным характером.

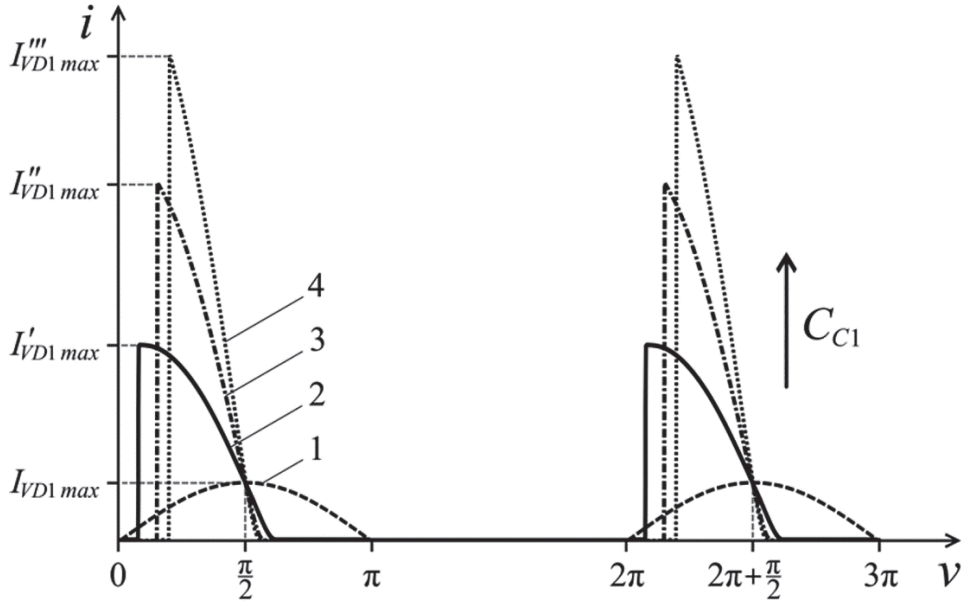


Рисунок 4.15 – Диаграммы токов, протекающих через диод $VD1$, при разных значениях емкости конденсатора сглаживающего фильтра

Надо отметить особенность схождения всех графиков зависимости мгновенного тока i_{VD1}, протекающего через выпрямительный диод $VD1$, от ν в момент $\nu = \frac{\pi}{2}$ (рисунок 4.15). Как было отмечено ранее, в момент $\nu = \frac{\pi}{2}$ ток i_{C1} конденсатора $C1$ при любой его емкости (графики 2-4) равен нулю. С физической точки зрения это означает, что в данный момент конденсатор $C1$ не участвует в процессах работы НВУ. Поэтому амплитуды $I'_{VD1\,max}$, $I''_{VD1\,max}$ и $I'''_{VD1\,max}$ мгновенных токов i'_{VD1}, i''_{VD1} и i'''_{VD1}, протекающих через выпрямительный диод

$VD1$ при $\nu = \frac{\pi}{2}$ и разных значениях емкости конденсатора, равны амплитуде $I_{VD1\,max}$ мгновенного тока i_{VD1}, протекающего через выпрямительный диод $VD1$ при работе неуправляемого выпрямительного устройства на резистивную нагрузку.

Это принципиально важный факт работы рассматриваемого НВУ.

Визуальное изображение диаграмм токов, протекающих через выпрямительный диод $VD1$ при различных значениях емкости конденсатора сглаживающего фильтра, позволяет точку $\nu = \frac{\pi}{2}$ (рисунок 4.15) назвать *X* точкой.

Вместе с увеличением амплитуды тока i_{VD1}, протекающего через открытый диод $VD1$, на выключенном диоде $VD1$ увеличивается и максимальная амплитуда обратного напряжение $U_{\text{обр}\,max}$, что показано графиками 2-4 на рисунке 4.16. Максимальное значение $U_{\text{обр}\,max}$ достигает $2U_{2\,max}$.

Выше сказанное свидетельствует о том, что при емкостном характере нагрузки НВУ происходит сглаживание мгновенного выпрямленного напряжения u_0, то есть выходного напряжения на нагрузке, при ухудшении режима работы выпрямительного диода $VD1$.

По этой причине емкостные сглаживающие фильтры используются только в относительно маломощных устройствах при небольших токах нагрузки.

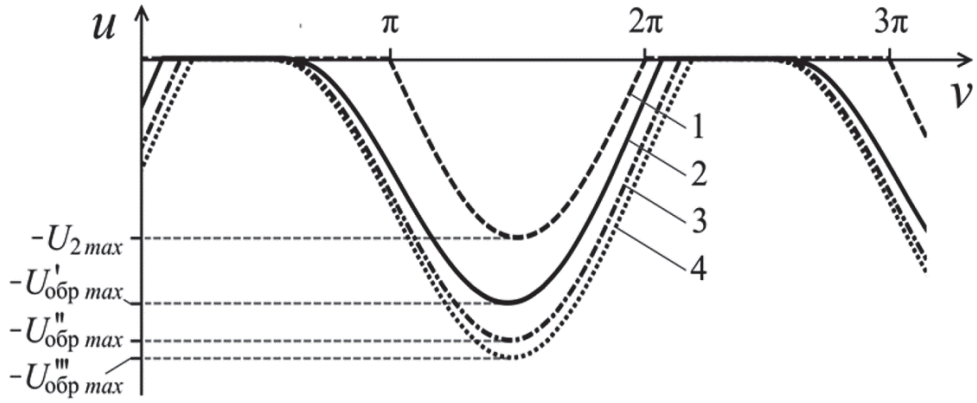


Рисунок 4.16 – Диаграммы обратных напряжений на диоде $VD1$ при разных значениях емкости конденсатора сглаживающего фильтра

Схема со средней точкой неуправляемого выпрямительного устройства с трансформаторным входом, работающего на резистивно-емкостную нагрузку, показана на рисунке 4.17. Она часто называется схемой с отводом от середины вторичной обмотки трансформатора. А сам трансформатор называется дифференциальным.

Характерные диаграммы, поясняющие работу рассматриваемого устройства, приведены на рисунке 4.18.

Напряжения u_{21} и u_{22} переменного тока (формулы (4.7) и (4.8)), на секциях вторичной обмотки сетевого трансформатора $T1$, равны по амплитуде и сдвинуты по фазе на угол π (рисунок 4.18, *а*).

На рисунке 4.18, *б* штриховой линией показана форма мгновенного выпрямленного напряжения u_0 на нагрузке, имеющей резистивный характер, а

сплошной линией – для рассматриваемого резистивно-емкостного характера нагрузки. К выпрямительным диодам $VD1$ и $VD2$ в любой момент времени приложена разность напряжения u_{21} или u_{22} на соответствующей секции вторичной обмотки сетевого трансформатора $T1$ и напряжения $u_{\text{с}}$ на конденсаторе $C1$.

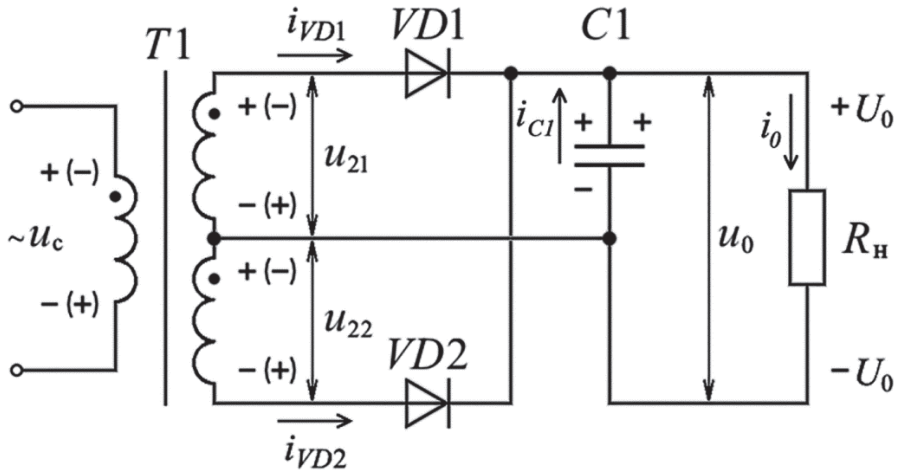


Рисунок 4.17 – Схема неуправляемого выпрямительного устройства, построенного с отводом от середины вторичной обмотки трансформатора и работающего на резистивно-емкостную нагрузку

Очевидно, что диоды $VD1$ и $VD2$ будут включены (открыты) в интервале времени, когда к диоду приложено прямое напряжение, то есть, когда мгновенное напряжение на секции вторичной обмотки сетевого трансформатора больше мгновенного напряжения на конденсаторе.

В момент ν_1 возрастающее мгновенное напряжение u_{21} на верхней секции вторичной обмотки трансформатора становится равным уменьшающемуся мгновенному напряжению u_{c1} на конденсаторе $C1$, то есть $u_{21} = u_{\text{с}1}$, что обеспечивает включение диода $VD1$ и начало протекания тока i_{VD1} через него (рисунок 4.18, *в*).

В это время диод $VD2$ выключен, так как к нему приложено обратное напряжение, равное сумме напряжений u_{22} и u_{c1}.

При $\nu > \nu_1$ диод $VD1$ открыт и через него протекает ток i_{VD1}, равный выпрямленному току i_0 и току i_{21} секции вторичной обмотки трансформатора. Конденсатор $C1$ подзаряжается (полярность указана на рисунке 4.17), напряжение $u_{\text{с}1}$ на нем, равное u_0, увеличивается. Падение напряжения на открытом диоде $VD1$ равно нулю, так как принято, что диоды являются идеальными полупроводниковыми приборами. Амплитуда обратного напряжения на закрытом диоде $VD2$ практически равна удвоенной амплитуде $U_{2\,max}$ напряжения на секции вторичной обмотки трансформатора (рисунок 4.18, *г*). Суммарное напряжение на секциях вторичной обмотки трансформатора называют линейным напряжением.

При уменьшении ν от π до ν_2 производная u_{21} по ν, то есть $\frac{du_{21}}{d\nu}$, уменьшается, а производная u_{C1} по ν, то есть $\frac{du_{C1}}{d\nu}$, увеличивается. Это позволяет

сформулировать условие выключения диода $VD1$: равенство производных по ν напряжений u_{21} и u_{C1}, то есть выполнение условия $\frac{du_{21}}{d\nu} = \frac{du_{C1}}{d\nu}$.

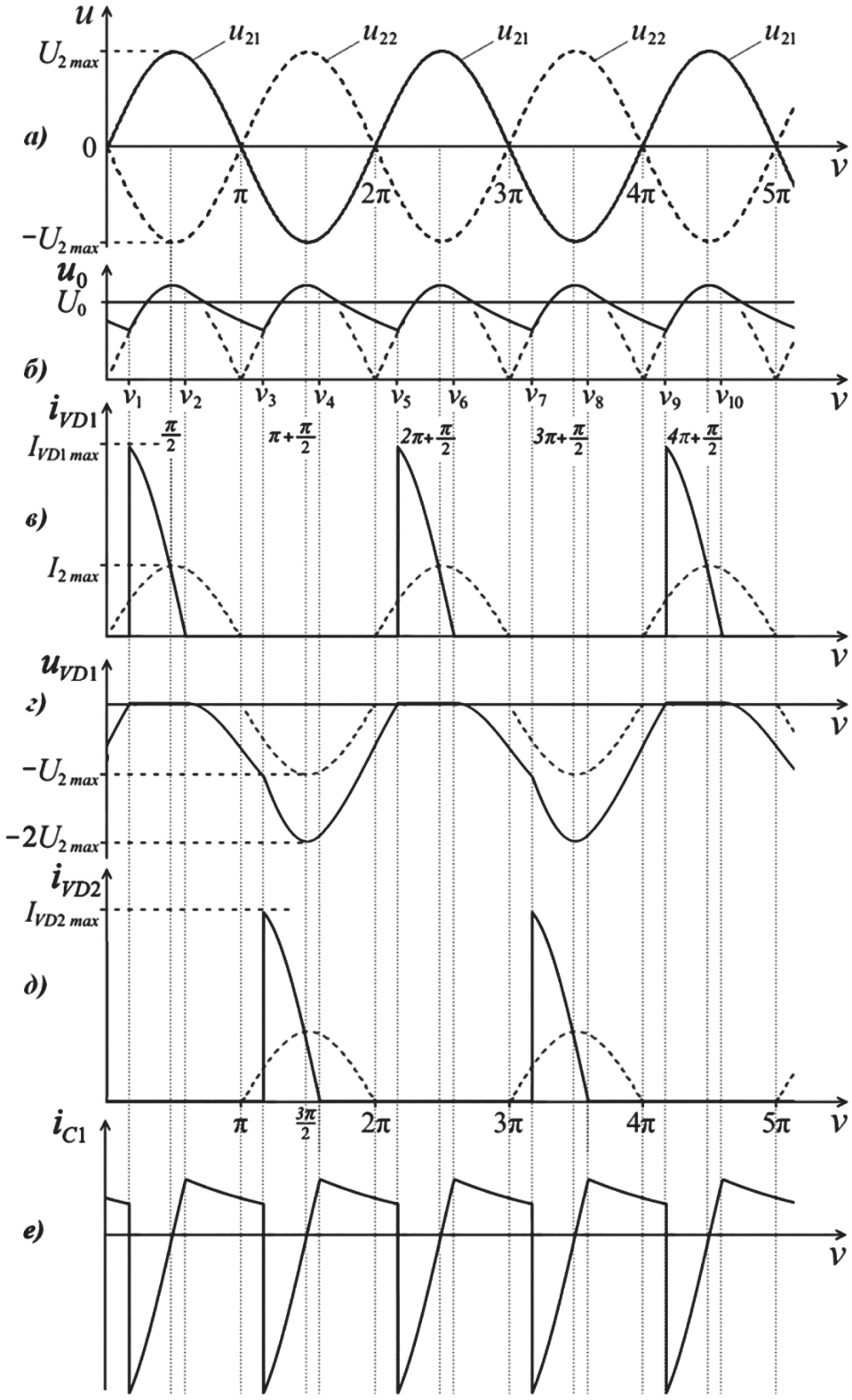


Рисунок 4.18 – Характерные диаграммы, поясняющие работу НВУ со средней точкой на резистивно-емкостную нагрузку

Это означает, что ток, протекающий через диод $VD1$, уменьшается при ν_2 до нуля.

Следовательно, в интервале от ν_1 до ν_2 через диод $VD1$ протекает ток.

При $\nu > \nu_2$ оба диода $VD1$ и $VD2$ выключены (к ним приложено обратное напряжение), а значит, и токи через них не протекают. Такой режим диодов сохранится до момента ν_3 (рисунок 4.18, *б*).

В момент ν_3 возрастающее мгновенное напряжение u_{22} на нижней секции трансформатора становится равным уменьшающемуся мгновенному напряжению u_{c1} на конденсаторе $C1$, то есть $u_{22} = u_{c1}$, что обеспечивает включение диода $VD2$ и начало протекания тока i_{VD2} через него (рисунок 4.18, *д*).

В это время диод $VD1$ продолжает оставаться в выключенном состоянии, так как к нему приложено обратное напряжение, равное сумме напряжений u_{21} и u_{c1}.

При $\nu > \nu_3$ диод $VD2$ открыт и через него протекает ток i_{VD2}, равный выпрямленному току i_0 и току i_{22} секции вторичной обмотки трансформатора. Конденсатор $C1$ подзаряжается, его напряжение u_{c1}, равное u_0, увеличивается. Падение напряжения на открытом диоде $VD2$ равно нулю, так как принято, что диоды являются идеальными полупроводниковыми приборами. Амплитуда обратного напряжения на закрытом диоде $VD1$ практически равна удвоенной амплитуде $U_{2\,max}$ напряжения на секции вторичной обмотки сетевого трансформатора.

В момент ν_4 достигается равенство производных по ν напряжений u_{22} и u_{C1}, то есть выполнение условия $\frac{du_{22}}{d\nu} = \frac{du_{C1}}{d\nu}$. Это обеспечивает выключение диода $VD2$, а значит ток, протекающий через диод $VD2$, уменьшается до нуля. Это означает, что ток, протекающий через диод $VD2$, уменьшается до нуля.

Следовательно, в интервале от ν_3 до ν_4 через диод $VD2$ протекает ток нагрузки.

На рисунке 4.18, *е* показана диаграмма тока i_{C1}, протекающего через конденсатор $C1$. Характер изменения $i_{C1} = f(\nu)$ выпрямительного устройства, построенного с отводом от середины вторичной обмотки трансформатора и работающего на резистивно-емкостную нагрузку, подобен аналогичной диаграмме, представленной на рисунке 4.13.

Затем процессы в рассматриваемом неуправляемом выпрямительном устройстве повторяются.

Сравнивая НВУ, работающие на резистивную и резистивно-емкостную нагрузки, надо отметить следующее.

При резистивно-емкостном характере нагрузки пульсации мгновенного выпрямленного напряжения уменьшаются по сравнению с резистивным характером нагрузки.

Но, если при резистивном характере нагрузки ток через диод протекает в течение полупериода питающего напряжения, равном π, то при резистивно-емкостном характере нагрузки ток через диод протекает в течение меньшего интервала, чем полупериод питающего напряжения, то есть угол отсечки θ при резистивно-емкостном характере нагрузки уменьшается.

Полезно отметить, что средний ток, протекающий через конденсатор $C1$ за период питающего сетевого напряжения $u_{\text{с}}$, равен нулю, так как постоянная составляющая тока через конденсатор не протекает. Следовательно, площади, ограниченные зарядным и разрядным токами конденсатора, равны по величине.

На рисунке 4.19 показана трансформаторная мостовая схема однофазного НВУ, работающего на нагрузку с резистивно-емкостным характером.

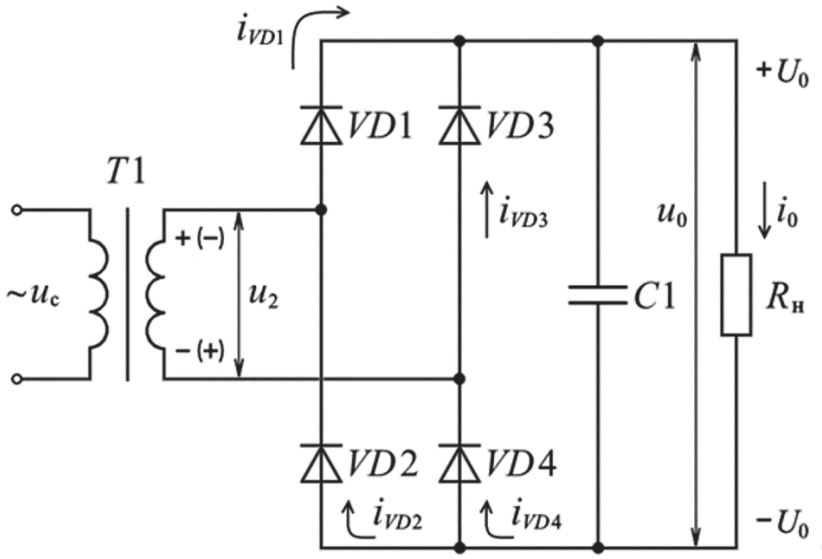


Рисунок 4.19 – Трансформаторная схема мостового выпрямителя, работающего на резистивно-емкостную нагрузку

Форма мгновенного выпрямленного напряжения u_0 для НВУ, построенных по схемам со средней точкой и мостовой, совпадают.

В современных ИЭП сетевые (низкочастотные) неуправляемые выпрямительные устройства строятся, как правило, по бестрансформаторной схеме. Причем в технической документации и научной и технической литературе графическое начертание мостовых схем выпрямления осуществляется не только так, как показано на рисунке 4.19, но и так, как показано на рисунках 4.20…4.22.

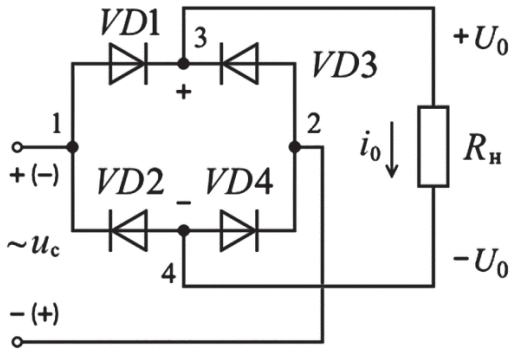


Рисунок 4.20 – Бестрансформаторная схема мостового выпрямителя, работающего на резистивную нагрузку

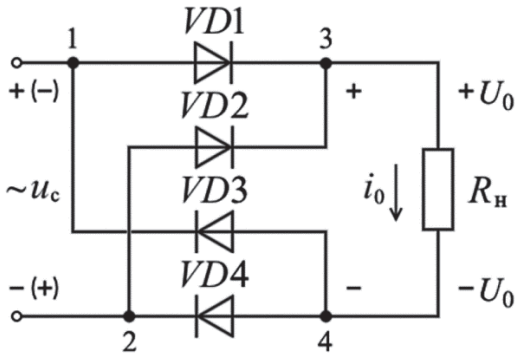


Рисунок 4.21 – Бестрансформаторная схема мостового выпрямителя, работающего на резистивную нагрузку

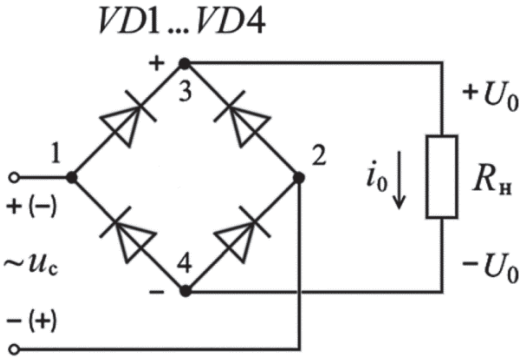


Рисунок 4.22 – Бестрансформаторная схема мостового выпрямителя, работающего на резистивную нагрузку

Бестрансформаторное исполнение сетевых неуправляемых выпрямительных устройств является примером схемотехнической реализации одного из способов уменьшения массогабаритных параметров ИЭП за счет повышения частоты тока, протекающего по обмоткам статических электромагнитных устройств (трансформаторов и дросселей).

Таким образом, при работе неуправляемых выпрямительных устройств на резистивно-емкостную нагрузку проявляются следующие особенности:

- уменьшение пульсаций мгновенного напряжения и увеличение среднего выпрямленного напряжения;
- сокращение времени работы вентилей;
- увеличение амплитуды токов, протекающих через вентили и обмотки сетевого трансформатора с ростом емкости конденсатора, так как в течение более короткого времени необходимо передать со входа на выход ту же мощность;
- ухудшение использования обмоток трансформатора, так как при увеличении амплитуды тока возрастает и значение его среднего квадратичного тока;
- усиливается зависимость среднего выпрямленного напряжения от тока нагрузки, то есть увеличивается динамическое сопротивление выпрямителя.

4.2.2.3. Работа неуправляемого выпрямительного устройства на резистивно-индуктивную нагрузку

Резистивно-индуктивный характер нагрузки выпрямительного устройства реализуется при использовании дросселя в качестве первого элемента пассивного сглаживающего фильтра, то есть при использовании пассивных Г-образных сглаживающих LC-фильтров.

При подаче на дроссель, индуктивность которого равна L, гармонического напряжения $u_2 = U_{max} \cdot \sin \nu$ через обмотку дросселя течет переменный ток i_L, который на обмотке дросселя наводит ЭДС самоиндукции ε_L, равную

$$\varepsilon_L = -L\frac{di_L}{dt}. \tag{4.15}$$

Второе правило Кирхгофа утверждает, что алгебраическая сумма напряжений на резистивных элементах замкнутого контура равна алгебраической сумме ЭДС, входящих в этот контур. В соответствии с этим для участка цепи, представленного обмоткой дросселя, имеющей сопротивление R, можно записать

$$i_L \cdot R = u_2 + \varepsilon_L, \tag{4.16}$$

где i_L – ток, протекающий по обмотке дросселя;
u_2 – падение напряжения на рассматриваемом участке цепи;
ε_L – ЭДС, действующая на этом участке цепи.

Резистивное сопротивление обмотки дросселей, которые используются в источниках электропитания радиотехнических и телекоммуникационных устройств, мало. Это для упрощения анализа позволяет принять $R = 0$.

Тогда уравнение (4.16) можно записать в виде

$$U_{max} \cdot sin\, \nu - L\frac{di_L}{dt} = 0 \tag{4.17}$$

или

$$L\frac{di_L}{dt} = U_{max} \cdot sin\, \nu. \tag{4.18}$$

Из этого уравнения следует, что

$$di_L = \frac{U_{max}}{L} \cdot sin\, \nu \cdot dt.$$

Домножив на ω числитель и знаменатель правой части рассматриваемого уравнения, получают

$$di_L = \frac{U_{max}}{\omega L} \cdot sin\, \nu \cdot d\omega t = \frac{U_{max}}{\omega L} \cdot sin\, \nu \cdot d\nu. \tag{4.19}$$

Величина ωL представляет собой индуктивное сопротивление дросселя.

Естественно, что для постоянного тока ($\omega = 0$) индуктивное сопротивление ωL равно нулю. Однако с ростом частоты ω протекающего через обмотку дросселя тока индуктивное сопротивление ωL дросселя увеличивается.

Интегрирование уравнения (4.19) для тока, протекающего через дроссель, позволяет получить следующее выражение

$$i_L = -\frac{U_{max}}{\omega L} \cdot cos\, \nu + Const. \tag{4.20}$$

Известно, что постоянная составляющая тока i_L, протекающего по обмотке дросселя, равна нулю.

Поэтому в выражении (4.20) константу интегрирования следует приравнять нулю, то есть $Const = 0$, что позволяет уравнение (4.20) записать в виде

$$i_L = -\frac{U_{max}}{\omega L} \cdot cos\, \nu. \tag{4.21}$$

Учитывая, что в соответствии с формулой приведения

$$cos\, \nu = sin\left(\frac{\pi}{2} - \nu\right),$$

то уравнение (4.21) можно записать в виде

$$i_L = \frac{U_{max}}{\omega L} \cdot sin\left(\nu - \frac{\pi}{2}\right) = I_{max} \cdot sin\left(\nu - \frac{\pi}{2}\right), \tag{4.22}$$

где

$$I_{max} = \frac{U_{max}}{\omega L}. \tag{4.23}$$

Из формулы (4.23) следует, что $U_{max} = \omega L \cdot I_{max}$. После подстановки этого соотношения в уравнение (4.18) (с учетом того, что левая часть есть не что иное как напряжение ε_L на дросселе) получают

$$\varepsilon_L = \omega L \cdot I_{max} \cdot \sin \nu. \tag{4.24}$$

Из сравнения формул (4.22) и (4.24) следует, что ток i_L, протекающий через обмотку дросселя, отстает на $\frac{\pi}{2}$ от напряжения ε_L на нем, то есть наблюдается временно́е отставание изменения тока от изменения напряжения. По этой причине процесс нарастания и спада тока заканчивается в пределах одного периода. Этот факт в значительной степени определяет особенность работы выпрямительных устройств на резистивно-индуктивную нагрузку.

В качестве примера выпрямительного устройства, работающего на резистивно-индуктивную нагрузку, можно рассмотреть схему однополупериодного НВУ, у которого функцию сглаживающего фильтра выполняет дроссель и питающегося переменным сетевым напряжением $u_{\text{с}}$, изменяющимся во времени по гармоническому закону (рисунок 4.23).

На рисунке 4.24, *а* показано напряжения $u_2 = U_{2\,max} \cdot \sin \nu$ на вторичной обмотке сетевого трансформатора $T1$.

Надо отметить, что наличие индуктивности в электрической цепи, по которой протекает изменяющийся ток, приводит к временно́му отставанию изменения тока от вызвавшего его изменения напряжения.

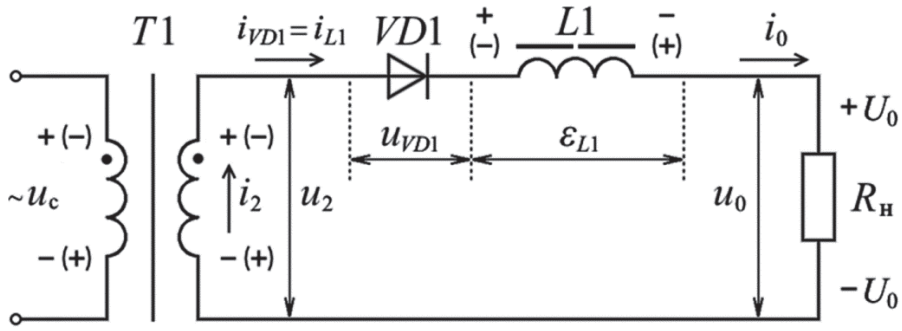


Рисунок 4.23 – Схема НВУ, работающего на резистивно-индуктивную нагрузку

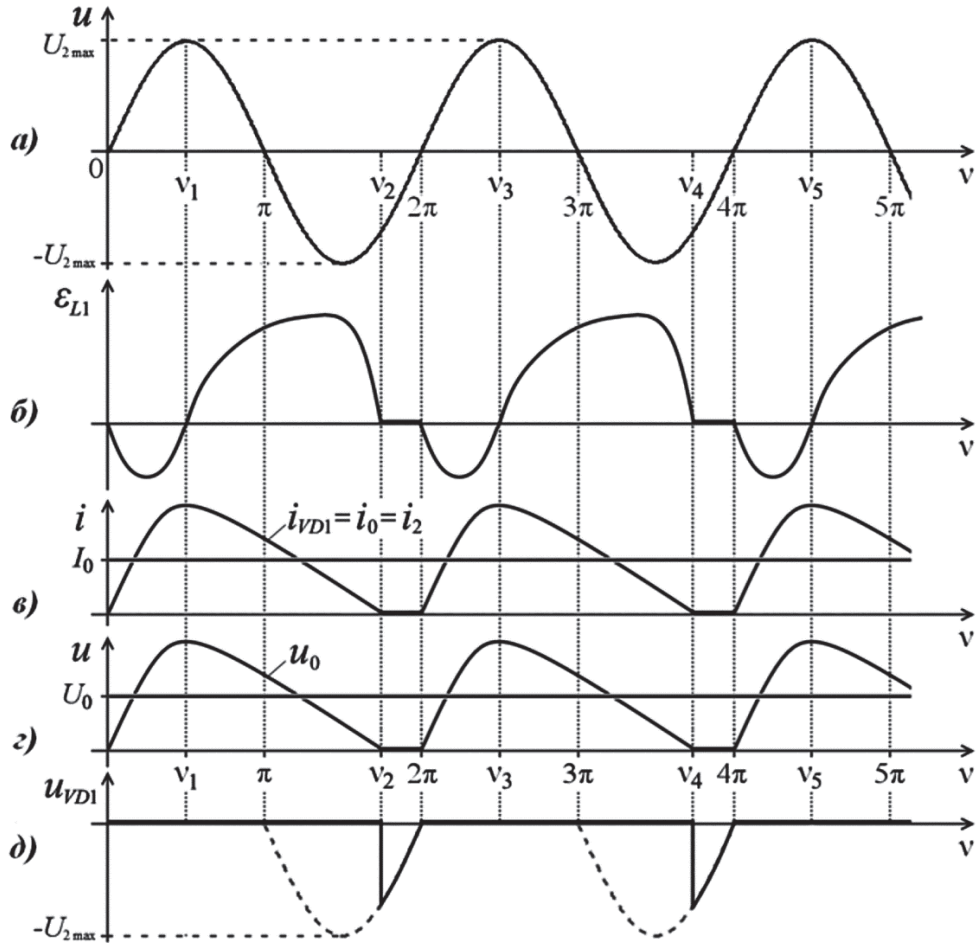


Рисунок 4.24 – Характерные диаграммы для НВУ, работающего на резистивно-индуктивную нагрузку

Это обусловлено наведением на обмотке дросселя $L1$ ЭДС индукции ε_{L1} определяемой соотношением,

$$\varepsilon_{L1} = -L_{L1} \cdot \frac{di_{L1}}{dt}, \tag{4.25}$$

где L_{L1} – индуктивность дросселя $L1$,

i_{L1} – ток, протекающий по обмотке дросселя $L1$.

Знак «–» в формуле (4.25) показывает, что ЭДС индукции имеет полярность, которая противодействует изменению тока i_{L1}, протекающего по обмотке дросселя. Это утверждение называют правилом Ленца.

Следовательно, при протекании переменного тока по обмотке дросселя на ней на ней наводится ЭДС, полярность которой определяется правилом Ленца.

Таким образом, при возрастании тока i_{L1}, протекающего по обмотке дросселя $L1$, полярность ЭДС индукции ε_{L1} направлена навстречу полярности напряжения u_2 на вторичной обмотке трансформатора $T1$. На рисунке 4.23 полярность ε_{L1} в этом режиме указана без скобок.

Во время положительного полупериода сетевого напряжения по мере роста напряжения u_2 ток i_2, протекающий по вторичной обмотке трансформатора $T1$, возрастает и также увеличивается ЭДС индукции ε_{L1}, которая в соответствии с правилом Ленца отрицательна (рисунок 4.24, *б*).

Надо подчеркнуть, что ток i_2 вторичной обмотки трансформатора $T1$, ток i_{VD1} выпрямительного диода $VD1$ и ток i_{L1} обмотки дросселя $L1$ равны мгновенному выпрямленному току i_0, протекающему через нагрузку $R_{\text{н}}$, то есть

$$i_2 = i_{VD1} = i_{L1} = i_0. \tag{4.26}$$

Более того, эти токи несинусоидальны, так как кроме напряжения u_2 на вторичной обмотке трансформатора в рассматриваемой цепи действует ЭДС индукции ε_{L1} дросселя. При увеличении тока, протекающего через обмотку дросселя, происходит накопление энергии в магнитном поле дросселя, а при уменьшении тока – освобождение этой энергии. Таким образом, результатом включения в рассматриваемую цепь дросселя, обладающего индуктивностью, является «затягивание» тока, протекающего через выпрямительный диод $VD1$.

Возрастание тока i_0 происходит до момента ν_1.

При $\nu > \nu_1$ ε_{L1} становится положительной (на рисунке 4.23 полярность ε_{L1} на обмотке дросселя $L1$ указана в скобках) и энергия, накопленная в электромагнитном поле дросселя, затрачивается на поддержание протекания тока по обмотке дросселя в прежнем направлении.

В момент $\nu = \pi$, когда напряжение u_2 становится равным нулю, и даже при $\nu > \pi$, когда напряжение u_2 становится отрицательным, ЭДС индукции ε_{L1} на обмотке дросселя $L1$ обеспечивает протекание тока в обмотке дросселя, а значит и во всей цепи нагрузки, в прежнем направлении (рисунок 4.23 и рисунок 4.24, *в*).

В момент $\nu = \nu_2$ энергия, накопленная в электромагнитном поле дросселя $L1$, полностью расходуется и ток i_{L1}, протекающий через обмотку дросселя, становится равным нулю.

В интервале ν от 0 до ν_2 диод $VD1$ находился в проводящем состоянии и, следовательно, падение напряжения на нем u_{VD1} равно нулю (рисунок 4.24, *д*).

При $\nu = \nu_2$ диод $VD1$ выключается и к нему прикладывается мгновенное напряжение u_2 вторичной обмотки трансформатора $T1$, то есть на интервале ν от ν_2 до 2π падение напряжения на u_{VD1} на диоде $VD1$ равно u_2.

В момент $\nu = 2\pi$ полярность напряжения u_2 изменяется (на рисунке 4.23 указана без скобок), диод $VD1$ включается и физические процессы в рассматриваемом неуправляемом выпрямительном устройстве, работающем на резистивно-индуктивную нагрузку, повторяются.

Таким образом, можно сформулировать особенности физических процессов в НВУ, работающем на резистивно-индуктивную нагрузку.

1. Ток i_0 в цепи нагрузки возрастает медленнее чем, вызвавшее его напряжение переменного тока на вторичной обмотке трансформатора.

2. Пульсации мгновенного выпрямленного напряжения и мгновенного выпрямленного тока будут меньше, чем у неуправляемого выпрямительного устройства, работающего на резистивную нагрузку.

3. Дроссель, включенный последовательно с нагрузкой $R_{\text{н}}$ и имеющий индуктивность L_{L1} и резистивное сопротивление $R_{\text{др}}$, оказывает большое сопротивление лишь переменной составляющей тока, протекающего через обмотку дросселя. Очевидно, что для повышения его сглаживающего эффекта необходимо выбирать индуктивность дросселя, так чтобы выполнялось условие

$$\omega L_{L1} \gg R_{\text{др}} + R_{\text{н}}. \tag{4.27}$$

С физической точки зрения неравенство (4.27) показывает, что индуктивное сопротивление дросселя на частоте пульсаций должно быть много больше сопротивления нагрузки и сопротивления обмотки дросселя.

Следовательно, чем больше постоянная времени τ цепи, равная

$$\tau = \frac{L_{L1}}{R_{\text{др}} + R_{\text{н}}}, \tag{4.28}$$

тем лучше сглаживающее действие дросселя.

4.3. Пассивные сглаживающие фильтры

Напряжение на выходе выпрямительных устройств и стабилизаторов напряжения, входящих в состав ИЭП, отягощено пульсациями, которые ухудшают качество напряжения, а значит и функционирование потребителя этого напряжения. Поэтому на выходе преобразователей электрической энергии располагают сглаживающие фильтры, которые классифицируют на две группы: активные СФ и пассивные СФ.

Функцию активных сглаживающих фильтров выполняют компенсационные стабилизаторы напряжения с непрерывным регулированием (линейные стабилизаторы).

Поэтому структурную схему современного ИЭП можно представлять в виде двух последовательно включенных микросхем (блоков): импульсного преобразователя постоянного тока (преобразователя DC/DC) и линейного стабилизатора (рисунок 1.3). В таком ИЭП функцию активного сглаживающего фильтра выполняет микросхема, реализующая КСН с НР.

Пассивные сглаживающие фильтры образуют соответствующим включением электрорадиоэлементов (рисунок 4.25).

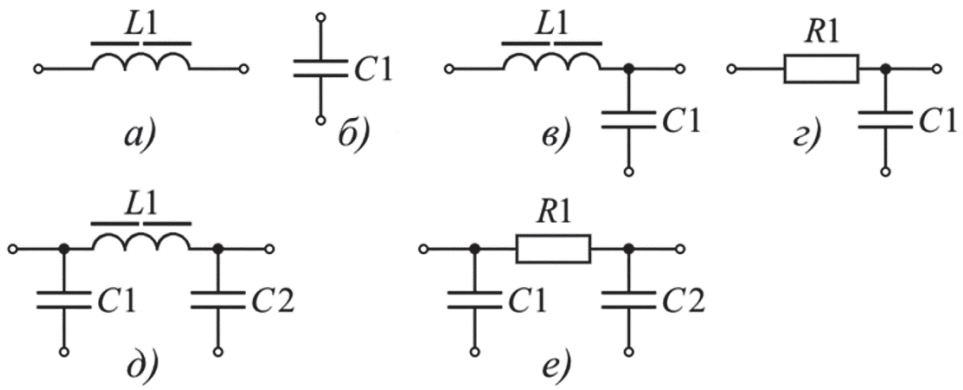


Рисунок 4.25 – Схемы основных типов пассивных сглаживающих фильтров: а – индуктивный; б – емкостной; в – Г-образный LC-фильтр; г – Г-образный RC-фильтр; д – П-образный CLC-фильтр; е – П-образный CRC-фильтр

Принцип действия пассивных сглаживающих фильтров основан на том, что последовательно с нагрузкой включают электрорадиоэлемент (например, дроссель), имеющий большое сопротивления для переменной составляющей тока и малое сопротивление для постоянной составляющей тока, а параллельно нагрузке включают ЭРЭ (например, конденсатор), имеющий малое сопротивление для переменной составляющей и большое сопротивление для постоянной составляющей тока.

Причем, если пассивный СФ установлен за выпрямителем, то тип СФ (точнее его первый электрорадиоэлемент) определяет физику работы самого выпрямительного устройства.

Надо отметить, что амплитуда первой гармоники выпрямленного напряжения имеет наибольшее значение. Учитывая, что первая гармоника имеет наименьшую частоту, то она плохо сглаживается фильтром. Поэтому в стандартных расчетах СФ рассматривается только первая гармоника.

При проектировании ИЭП, как правило, значение амплитуды пульсации первой гармоники и значение выходного напряжения задаются, то есть задается коэффициент пульсаций на нагрузке. Если СФ устанавливают на выходе выпрямительного устройства, то коэффициент пульсаций на входе СФ определяется схемой реализации ВУ.

Пассивные сглаживающие фильтры, типовые схемы которых показаны рисунке 4.25, классифицируют на однозвенные (индуктивные (рисунок 4.25, *а*), емкостные (рисунок 4.25, *б*), Г-образные (LC-фильтры (рисунок 4.25, *в*) и RC-фильтры (рисунок 4.25, *г*)) и двухзвенные П-образные (CLC-фильтры (рисунок 4.25, *д*) и CRC-фильтры (рисунок 4.25, *е*)).

Для получения высокого значения коэффициента сглаживания пульсаций используют многозвенные СФ, которые представляют собой последовательное включение нескольких одно- и/или двухзвенных фильтров.

4.4. Контрольные вопросы

1. Для чего предназначены преобразователями AC/DC?
2. По каким признакам проводится классификация выпрямительных устройств?
3. Нарисуйте вольт-амперную характеристику реального диода и поясните условия его включения и выключения.
4. Нарисуйте вольт-амперную характеристику идеального диода.
5. Что такое пороговое напряжение диода?
6. Что такое прямое напряжение диода?
7. Что такое значение среднего выпрямленного напряжения и значение среднего квадратичного напряжения?
8. Что такое мгновенное выпрямленное напряжение u_0?
9. Что такое неуправляемое выпрямительное устройство и из какого минимального количества электрорадиоэлементов может состоять это устройство?
10. Нарисуйте мостовую схему выпрямительного устройства и напишите формулу для нахождения среднего выпрямленного напряжения.
11. Чем отличается среднее выпрямленное напряжение НВУ построенного по схеме со средней точкой от среднего выпрямленного напряжения НВУ построенного по мостовой схеме?
12. Какие основные недостатки НВУ, построенного по схеме со средней точкой?
13. Чем отличается резистивная нагрузка от резистивно-емкостной нагрузки и как они влияют на работу выпрямительного устройства?
14. Что такое угол отсечки θ?
15. Могут ли мощные НВУ работать на резистивно-емкостную нагрузку?
16. В чем отличие работы НВУ на резистивно-емкостную нагрузку от работы НВУ, нагруженного на резистивно-индуктивную нагрузку?
17. Поясните физические процессы, протекающие в типичных НВУ.
18. Что такое X точка неуправляемого выпрямительного устройства, работающего на резистивно-емкостную нагрузку?
19. Нарисуйте схему мостового выпрямителя для формирования двух симметричных напряжений.
20. Нарисуйте характерные диаграммы, которые иллюстрируют принцип действия мостового выпрямителя для формирования двух симметричных напряжений.
21. Сравните осциллограммы токов, протекающих через выпрямительный диод в НВУ, работающем на резистивную и резистивно-емкостную нагрузку.
22. Нарисуйте возможные схемы включения четырех диодов для построения мостового выпрямителя.
23. Перечислите и нарисуйте принципиальные электрические схемы пассивных сглаживающих фильтров.
24. Как классифицируют вентили, используемые в радиоэлектронике?

ГЛАВА 5.
ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА

Радиоэлектронные средства различного назначения требуют для своей работы одного 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.

Качество выходного напряжения ЭПУ может быть улучшено с помощью стабилизаторов. Стабилизаторы обеспечивают автоматическое поддержание (стабилизацию) напряжения (это стабилизаторы напряжения) и тока (это стабилизаторы тока) на стороне нагрузки с заданной погрешностью и поэтому являются неотъемлемой частью практически всех устройств электропитания РЭС.

Подавляющее большинство стабилизаторов напряжения и тока представляют собой устройства с параметрическим или компенсационным принципом стабилизации.

В параметрических стабилизаторах напряжения и параметрических стабилизаторах тока используются электрорадиоэлементы с нелинейной вольт-амперной характеристикой и стабилизация выходного напряжения или тока нагрузки осуществляется за счет нелинейности ВАХ ЭРЭ.

Как правило, регулирующим элементом компенсационных стабилизаторов напряжения является биполярный либо полевой транзистор. Если этот транзистор работает в активном режиме, то стабилизатор называют линейным (с непрерывным регулированием), а если регулирующий транзистор работает в ключевом режиме – импульсным (с импульсным регулированием).

5.1. Классификация стабилизаторов напряжения и тока

Классификация СН и СТ постоянного тока показана на рисунке 5.1. По физическому принципу работы стабилизаторы напряжения и тока разделяются на параметрические и компенсационные.

Параметрическими называются стабилизаторы напряжения и тока, у которых стабилизация выходного напряжения или тока нагрузки осуществляется за счет нелинейного изменения параметра (например, вольт-амперной характеристики) соответствующего ЭРЭ (как правило, стабилитронов, стабисторов, стабилитоков, транзисторов (биполярных или полевых)).

Компенсационными называются стабилизаторы, у которых стабилизация выходного напряжения или тока нагрузки осуществляется за счет изменения параметров управляемого прибора, называемого регулирующим элементом, за счет воздействия на него сигнала обратной связи. Таким образом, компенсационные стабилизаторы выходного напряжения или тока нагрузки представляют собой замкнутую систему автоматического регулирования с отрицательной обратной связью. В компенсационных стабилизаторах напряжения сигнал обратной связи

является функцией выходного напряжения, а компенсационных стабилизаторах тока – функцией тока нагрузки.

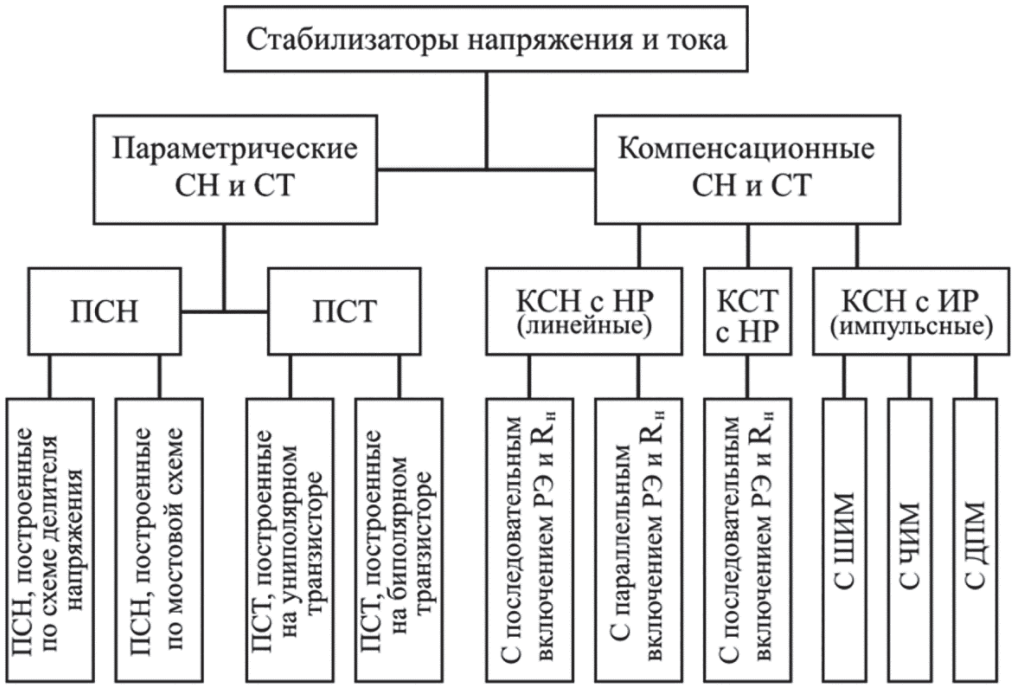


Рисунок 5.1 – Классификация стабилизаторов напряжения и тока

По временно́му режиму работы регулирующего элемента компенсационного стабилизатора последние подразделяются на компенсационные стабилизаторы напряжения с непрерывным регулированием и компенсационные стабилизаторы напряжения с импульсным регулированием.

В КСН с НР рабочая точка регулирующего биполярного транзистора находится на линейном участке его коллекторной характеристики. Поэтому КСН с НР часто называют линейными стабилизаторами напряжения.

В КСН с ИР регулирующий транзистор работает в импульсном (ключевом) режиме, то есть рабочая точка биполярного регулирующего транзистора перемещается на его коллекторной характеристике из режима насыщения в режим отсечки и обратно. Причем бо́льшую часть времени рабочая точка регулирующего транзистора находится в режиме насыщения и режиме отсечки, то есть в режимах с малой рассеиваемой мощностью.

Различают три временны́х режима управления силовым (регулирующим) транзистором: широтно-импульсная модуляция (ШИМ), частотно-импульсная модуляция (ЧИМ) и двухпозиционная (релейная) модуляция (ДПМ). Частота переключения (преобразования) $f_{\text{п}}$ транзистора, выполняющего роль регулирующего элемента в КСН с ИР, составляет $\sim 10 \ldots 2000$ кГц.

5.2. Физика и схемотехника параметрических стабилизаторов напряжения и тока

Принцип действия параметрических стабилизаторов напряжения и тока основан на использовании нелинейности ВАХ стабилитронов, стабисторов,

стабилитоков и транзисторов. Это предопределяет достаточно простую физику и схемотехнику ПСН и ПСТ.

5.2.1. Параметрические стабилизаторы напряжения постоянного тока, построенные по схеме делителя напряжения

На рисунке 5.2 показаны структурная и принципиальная электрическая схемы ПСН постоянного тока, построенного по топологии делителя напряжения.

Структурная схема ПСН постоянного тока (рисунок 5.2, *а*) состоит из двух элементов: линейного (ЛЭ) и нелинейного (НЭ).

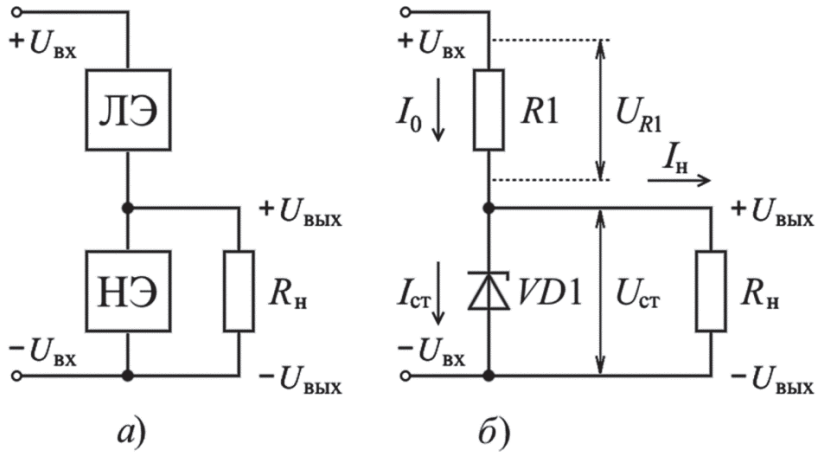


Рисунок 5.2 – Схема параметрического стабилизатора напряжения постоянного тока, построенного по схеме делителя напряжения: а – структурная схема; б – принципиальная электрическая схема

Функцию ЛЭ выполняет либо резистор, либо параметрический стабилизатор тока, а функцию НЭ выполняет либо стабилитрон, либо стабистор.

Нагрузка ПСН включается параллельно нелинейному элементу.

На рисунке 5.2, *б* показана традиционная схема ПСН постоянного тока, построенного по схеме делителя напряжения, у которого функцию ЛЭ выполняет гасящий (балластный) резистор $R1$, а функцию НЭ – стабилитрон $VD1$.

Принцип действия ПСН постоянного тока заключается в следующем. Пусть ПСН, подключенный к входному напряжению $U_{\text{вх}}$, работает в установившемся режиме: через гасящий резистор $R1$ протекает ток I_0, который и формирует ток $I_{\text{ст}}$, протекающий через стабилитрон $VD1$, и ток $I_{\text{н}}$, протекающий через нагрузку $R_{\text{н}}$, то есть

$$I_0 = I_{\text{ст}} + I_{\text{н}}. \tag{5.1}$$

При, например, увеличении входного напряжения $U_{\text{вх}}$ параметрического стабилизатора напряжения возрастает и ток I_0, потребляемый ПСН, который, согласно уравнению (5.1), равен сумме токов $I_{\text{ст}}$ и $I_{\text{н}}$, которые, естественно, тоже возрастут.

Из-за нелинейности ВАХ стабилитрона даже значительному возрастанию тока $I_{\text{ст}}$, протекающего через стабилитрон, соответствует малое увеличение напряжения $U_{\text{ст}}$ на стабилитроне $VD1$. А напряжение $U_{\text{ст}}$ на стабилитроне $VD1$

равно выходному напряжению $U_{\text{вых}}$ ПСН. Следовательно, устройство, схема которого показана на рисунке 5.2, *б*, выполняет функцию стабилизации выходного напряжения $U_{\text{вых}}$. Разность между входным напряжением $U_{\text{вх}}$ ПСН и падением напряжения на стабилитроне $VD1$, равным выходному напряжения $U_{\text{вых}}$ ПСН, приложена к резистору $R1$. Таким образом, к резистору $R1$ приложено избыточное входное напряжение по сравнению с выходным. Поэтому резистор $R1$ и называют гасящим.

Для количественного определения коэффициента стабилизации выходного напряжения по входному K_U и динамического сопротивления R_i ПСН можно получить их аналитические выражения. Для этого целесообразно рассмотреть схему ПСН, приведенную на рисунке 5.3.

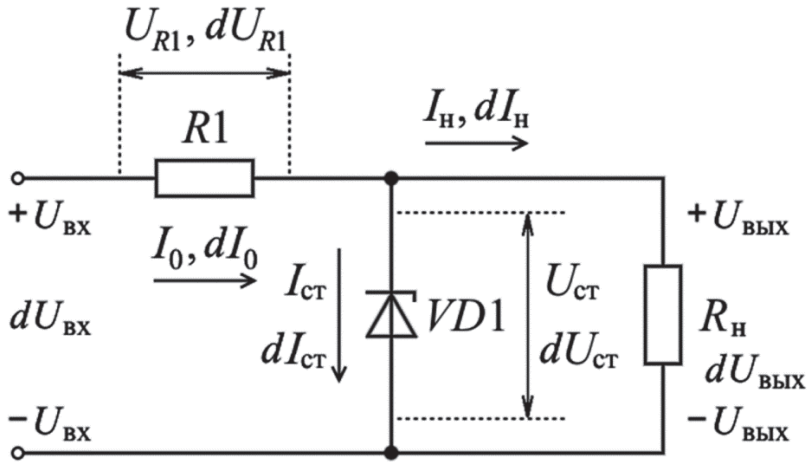


Рисунок 5.3 – Схема ПСН постоянного тока для вывода расчетных соотношений определения его основных параметров

Изменение на $dU_{\text{вх}}$ входного напряжения $U_{\text{вх}}$ рассматриваемого ПСН равно сумме изменения падения напряжения dU_{R1} на гасящем резисторе $R1$ и изменению падения напряжения $dU_{\text{ст}}$ на стабилитроне $VD1$.

Учитывая, что нагрузка $R_{\text{н}}$ включена параллельно стабилитрону $VD1$, то $dU_{\text{ст}} = dU_{\text{вых}}$ и $U_{\text{ст}} = U_{\text{вых}}$. Это позволяет записать, что

$$dU_{\text{вх}} = dU_{R1} + dU_{\text{вых}}. \tag{5.2}$$

С физической точки зрения изменение dU_{R1} обусловленно изменением dI_0 входного тока I_0 ПСН. Поэтому можно записать

$$dU_{R1} = dI_0 \cdot R_{R1}$$

или с учетом выражения (5.1) последнее соотношение примет вид

$$dU_{R1} = (dI_{\text{ст}} + dI_{\text{н}}) \cdot R_{R1},$$

где R_{R1} – сопротивление гасящего резистора $R1$.

Подставляя полученное выражение для dU_{R1} в (5.2), имеют

$$dU_{\text{вх}} = dU_{\text{вых}} + (dI_{\text{ст}} + dI_{\text{н}}) \cdot R_{R1}. \tag{5.3}$$

Учитывая, что $dI_{\text{ст}} = dU_{\text{ст}}/R_{\text{ст}\,i} = dU_{\text{вых}}/R_{\text{ст}\,i}$ и $dI_{\text{н}} = dU_{\text{вых}}/R_{\text{н}}$, выражение (5.3) можно записать в виде

$$dU_{\text{вх}} = dU_{\text{вых}} + \left(\frac{dU_{\text{вых}}}{R_{\text{ст}\,i}} + \frac{dU_{\text{вых}}}{R_{\text{н}}}\right) \cdot R_{R1} = \\ = dU_{\text{вых}} \cdot \left(1 + \left(\frac{1}{R_{\text{ст}\,i}} + \frac{1}{R_{\text{н}}}\right) \cdot R_{R1}\right), \tag{5.4}$$

где $R_{\text{ст}\,i}$ – динамическое сопротивление стабилитрона $VD1$.

Учитывая, что в практических схемах обычно $R_{\text{н}}$ ~1000 Ом, $R_{\text{ст}\,i}$~10 Ом, то $1/R_{\text{ст}\,i} \gg 1/R_{\text{н}}$ и в выражении (5.4) можно пренебречь слагаемым $1/R_{\text{н}}$ по сравнению со слагаемым $1/R_{\text{ст}\,i}$. Теперь выражение (5.4) принимает вид

$$dU_{\text{вх}} = dU_{\text{вых}} \cdot \left(1 + \frac{R_{R1}}{R_{\text{ст}\,i}}\right).$$

В полученном выражении единицей в скобках можно пренебречь по сравнению с $R_{R1}/R_{\text{ст}\,i}$ ~100, так как R_{R1} ~1000 Ом. Тогда последнее выражение принимает вид

$$dU_{\text{вх}} = dU_{\text{вых}} \cdot \frac{R_{R1}}{R_{\text{ст}\,i}}. \tag{5.5}$$

Теперь в соответствии с определением коэффициента стабилизации выходного напряжения по входному K_U, определением коэффициента передачи напряжения λ со входа на выход и с учетом уравнения (5.5) можно записать, что

$$K_U = \frac{dU_{\text{вх}}}{U_{\text{вх}}} : \frac{dU_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}}} = \frac{dU_{\text{вх}}}{dU_{\text{вых}}} \cdot \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{R_{R1}}{R_{\text{ст}\,i}} \cdot \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{R_{R1}}{R_{\text{ст}\,i}} \cdot \lambda. \tag{5.6}$$

Полученная формула позволяет определить коэффициент стабилизации выходного напряжения по входному K_U ПСН постоянного тока.

По формуле (5.6) легко провести оценочный расчет K_U. Например, для ПСН постоянного тока, у которого коэффициент передачи напряжения со входа на выход $\lambda = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$ равен 0,5, а $R_{R1} = 1000$ Ом и $R_{\text{ст}\,i} = 10$ Ом, получается значение коэффициента стабилизации выходного напряжения по входному равным 50.

Надо подчеркнуть, что K_U ПСН не превышает, как правило, нескольких десятков единиц, то есть параметрические стабилизаторы напряжения имеют малое значение K_U. Но, несмотря на это, параметрические стабилизаторы напряжения постоянного тока нашли самое широкое применение в ЭПУ в качестве источников эталонного (опорного) напряжения.

На первый взгляд из анализа полученной формулы (5.6) можно сделать вывод, что повысить K_U ПСН можно, увеличивая сопротивление R_{R1} гасящего резистора $R1$. Но это ошибочный путь повышения K_U. Дело в том, что при увеличении номинала резистора $R1$ необходимо увеличивать и входное напряжение $U_{\text{вх}}$. При этом на гасящем резисторе будет увеличиваться рассеиваемая мощность, а КПД ПСН – уменьшаться.

Повысить K_U ПСН возможно за счет выбора стабилитрона $VD1$ с малым динамическим сопротивлением $R_{\text{ст}\,i}$. Известно, что динамическое сопротивление стабилитрона существенно зависит как от напряжения стабилизации, так и от тока стабилизации, то есть $R_{\text{ст}\,i} = f(U_{\text{ст}}, I_{\text{ст}})$. В процессе работы ПСН его K_U изменяется в соответствии с изменениями $U_{\text{ст}}$ и $I_{\text{ст}}$. Выбор типа стабилитрона, а значит и его $R_{\text{ст}\,i}$, осуществляется по целому ряду требований.

Динамическое сопротивление R_i параметрического стабилизатора напряжения постоянного тока, как и других электропреобразовательных устройств, определяется по ранее рассмотренной формуле

$$R_i = \left|\frac{dU_{\text{вых}}}{dI_{\text{н}}}\right| \text{ при } U_{\text{вх}} = const.$$

По своему физическому смыслу R_i характеризует темп изменения выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ при вариации тока нагрузки $I_{\text{н}}$ при неизменном $U_{\text{вх}}$. Принимая входное напряжение $U_{\text{вх}}$ ПСН постоянным, можно записать, что количественное изменение токов $I_{\text{ст}}$ и $I_{\text{н}}$ (рисунок 5.3) практически одинаковы, но одно из них увеличивается, а другое уменьшается, то есть

$$dI_{\text{н}} = |dI_{\text{ст}}|.$$

Подставляя полученное выражение в формулу определения динамического сопротивления R_i, можно записать

$$R_i = \left|\frac{dU_{\text{вых}}}{dI_{\text{ст}}}\right|,$$

а учитывая равенство $dU_{\text{вых}}$ и $dU_{\text{ст}}$, выражение для динамического сопротивления ПСН примет вид

$$R_i = \left|\frac{dU_{\text{ст}}}{dI_{\text{ст}}}\right| = R_{\text{ст}\,i}. \qquad (5.7)$$

Формула (5.7) показывает, что динамическое сопротивление R_i параметрического стабилизатора напряжения постоянного тока практически равно динамическому сопротивлению стабилитрона $R_{\text{ст}\,i}$, то есть $R_i = R_{\text{ст}\,i}$.

На рисунке 5.4 показана схема ПСН, нелинейным элементом которого является стабистор (например, 2С107А), который включается аналогично диоду: анод стабистора соединяют с положительной клеммой входного напряжения $(+U_{\text{вх}})$, а катод стабистора $-$ с отрицательной клеммой входного напряжения $(-U_{\text{вх}})$.

Стабисторы используются для стабилизации малых напряжений при токах стабилизации до ~100 мА, а также в качестве термокомпенсирующих элементов.

ЭПУ работают в условиях, когда изменяется температура T окружающей их среды, а значит и температура самого электропреобразовательного устройства. Как отмечалось ранее, для количественного описания влияния теплового состояния ЭПУ на выходное напряжение используется параметр γ, называемый температурным коэффициентом напряжения.

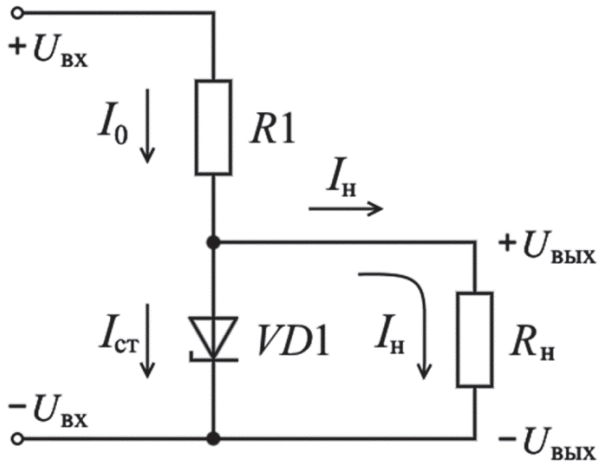


Рисунок 5.4 – Принципиальная электрическая схема параметрического стабилизатора напряжения постоянного тока, построенного по схеме делителя напряжения и использующего стабистор в качестве нелинейного элемента

Для уменьшения температурного коэффициента напряжения стабилизации последовательно со стабилитроном включают дополнительный диод и/или другой стабилитрон, имеющий ТКН другого знака. Количество и тип дополнительных (термокомпенсирующих) полупроводниковых приборов выбирается из условия, что бы их суммарный ТКН был как можно ближе к нулю.

Подобные стабилитроны называются прецизионными и обычно имеют вид законченных полупроводниковых компонентов, например, стабилитроны 2С191А, КС211А, КС520В и др. В прецизионных параметрических стабилизаторах напряжения, выполненных по интегральной технологии или по навесной технологии, функцию гасящего резистора часто выполняет параметрический стабилизатор тока.

Вопросу термокомпенсации выходного напряжения в ПСН, реализованных в интегральном или дискретном исполнении, уделяется особое внимание.

Наиболее просто осуществить термостабилизацию выходного напряжения ПСН при использовании стабилитрона с положительным ТКН. В этом случае последовательно со стабилитроном включают один, два или несколько других стабилитронов и/или диодов, которые имеют отрицательный ТКН (рисунок 5.5).

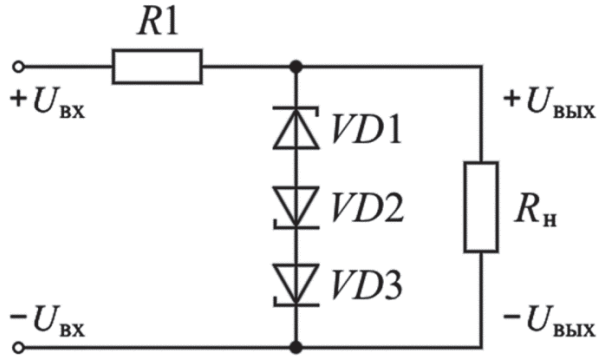


Рисунок 5.5 – Пример схемотехнической реализации термостабилизации выходного напряжения в параметрическом стабилизаторе напряжения постоянного тока

Важно помнить, что суммарный ТКН стабилитронов $VD1 \ldots VD3$ должен быть близок к нулю.

При таком методе термокомпенсации функцию нелинейного элемента ПСН выполняют несколько включенных последовательно полупроводниковых приборов. Следовательно, в этом случае динамическое сопротивление нелинейного элемента ПСН равно сумме динамических сопротивлений компонент. Надо учитывать, что динамическое сопротивление ПСН примерно равно динамическому сопротивлению его нелинейного элемента. Следовательно, при рассмотренной термокомпенсации выходного напряжения динамическое сопротивление ПСН увеличивается, а, следовательно, коэффициент стабилизации K_U выходного напряжения по входному – уменьшается. При этом и падение напряжения на нелинейном элементе ПСН также увеличивается.

Для увеличения мощности параметрического стабилизатора напряжения иногда используют схему с эмиттерным повторителем (рисунок 5.6).

Выходное напряжение классического параметрического стабилизатора $R1VD1$ приложено ко входу эмиттерного повторителя, выполненного на транзисторе $VT1$. Повторитель не усиливает по напряжению. Поэтому напряжение $U_{\text{вых}}$ на нагрузке $R_{\text{н}}$ равно $U_{\text{вых}} = U_{\text{ст}} + U_{\text{бэ}}$, где $U_{\text{бэ}} = 0{,}6 \ldots 0{,}7$ В – напряжение на прямо смещенном эмиттерном переходе транзистора $VT1$.

Эмиттерный повторитель усиливает по току. Поэтому ток нагрузки $I_{\text{н}}$ будет в $(\beta + 1)$ раз больше тока нагрузки стабилизатора, построенного по схеме делителя напряжения.

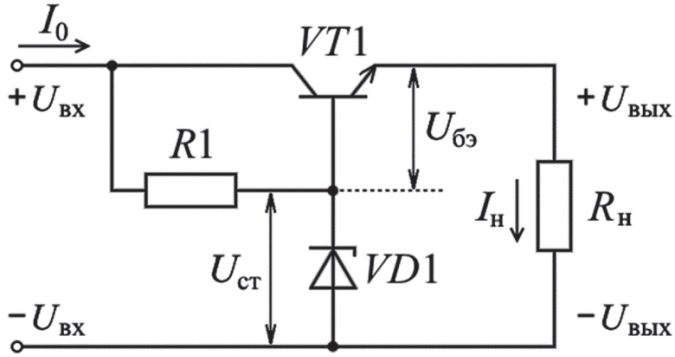


Рисунок 5.6 – Параметрический стабилизатор напряжения с эмиттерным повторителем

Однако коэффициент стабилизации выходного напряжения по входному такой схемы не увеличивается и остается на уровне, определяемом ПСН, построенным по схеме делителя напряжения.

5.2.2. Параметрические стабилизаторы тока

В соответствии с классификацией стабилизаторов напряжения и тока в отдельную группу выделяют параметрические стабилизаторы тока, которые реализуются на полевых или биполярных транзисторах.

Принцип построения ПСТ достаточно прост. Транзистор, выполняющий роль регулирующего элемента, и нагрузка включаются последовательно.

Следовательно, если ток через РЭ не изменяется, то и ток через нагрузку постоянен, то есть реализуется эффект стабилизации тока.

Наиболее простые схемы параметрических стабилизаторов тока реализуются с использованием полевых транзисторов с управляющим *p-n* переходом (Junction Field Effect Transistor (JFET)).

Полевые транзисторы обладают слабой зависимостью тока стока $I_{\text{с}}$ от напряжения сток-исток $U_{\text{си}}$. Такая зависимость сохраняется и при соединении затвора с истоком. При этом трехполюсный транзистор превращается в токостабилизирующий двухполюсник, который включают последовательно с нагрузкой для стабилизации тока в нагрузке. Для регулирования тока стока $I_{\text{с}}$ в ПСТ включают резистор $R1$, как правило потенциометр. Изменяя положение движка этого потенциометра, регулируют ток стабилизации. При этом падение напряжение между затвором транзистора $VT1$ и движком потенциометра $R1$ выполняет функцию смещения.

На рисунке 5.7 показана схема параметрического стабилизатора тока на полевом транзисторе с управляющим *p-n* переходом и каналом *n*-типа. Сток транзистора $VT1$ подключен к положительному выводу источника входного напряжения $U_{\text{вх}}$. Последовательно с каналом транзистора $VT1$ включен резистор $R1$.

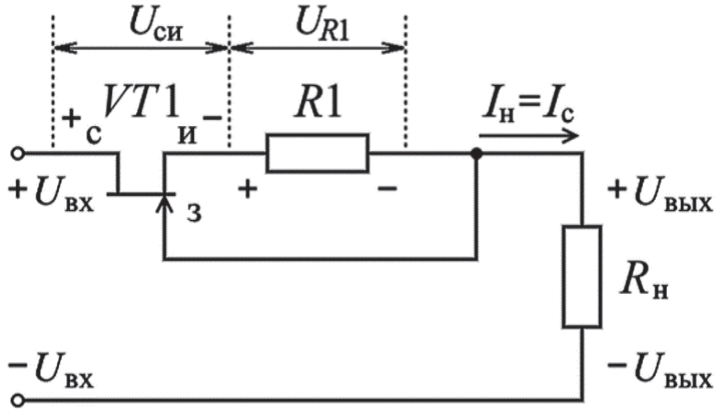


Рисунок 5.7 – Схема параметрического стабилизатора постоянного тока на полевом транзисторе с управляющим p-n переходом и каналом n-типа

Обратное смещение $U_{\text{зи}}$ на затворе транзистора $VT1$ относительно его истока обеспечивается произведением тока истока $I_{\text{и}}$, равным току нагрузки $I_{\text{н}}$, и сопротивления R_{R_1} истокового резистора $R1$, то есть $U_{\text{зи}} = I_{\text{н}} \cdot R_{R_1}$.

Как видно из схемы ПСТ (рисунок 5.7) при увеличении тока нагрузки $I_{\text{н}}$ увеличивается и падение напряжение на резисторе $R1$, которое и формирует напряжение $U_{\text{зи}}$. А при увеличении напряжения $U_{\text{зи}}$ ток стока $I_{\text{с}}$, а значит и ток нагрузки $I_{\text{н}}$, уменьшаются. Следовательно, резистор $R1$ в цепи истока полевого транзистора $VT1$ создает отрицательную обратную связь по току.

Полевой транзистор $VT1$ и истоковый резистор $R1$ называют стабилитоком.

Аналогичным образом ПСТ можно реализовать и на полевом транзисторе с управляющим *p-n* переходом и каналом *p*-типа, поменяв местами выводы

стабилитока, то есть подключить цепь стока двухполюсника с p-канальным транзистором последовательно с сопротивлением нагрузки $R_{\text{н}}$, а истоковый вывод двухполюсника – к плюсу источника $U_{\text{вх}}$ (рисунок 5.8).

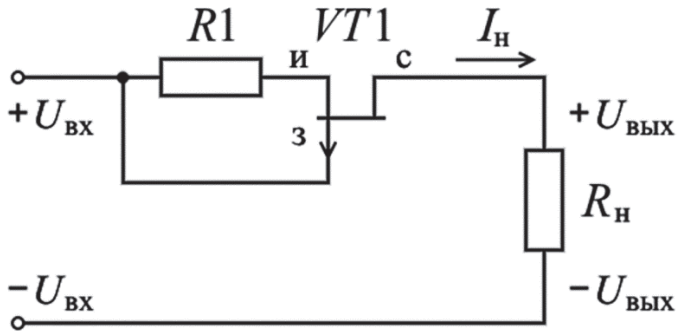


Рисунок 5.8 – Схема параметрического стабилизатора постоянного тока на полевом транзисторе с управляющим p-n переходом и каналом p-типа

Причем параметрический стабилизатор постоянного тока на полевом транзисторе с управляющим p-n переходом и каналом p-типа, построенный по схеме, показанной на рисунке 5.9, позволяет регулировать ток нагрузки вариацией сопротивления потенциометра $R1$, а точнее сопротивлением части его обозначенной $R1'$.

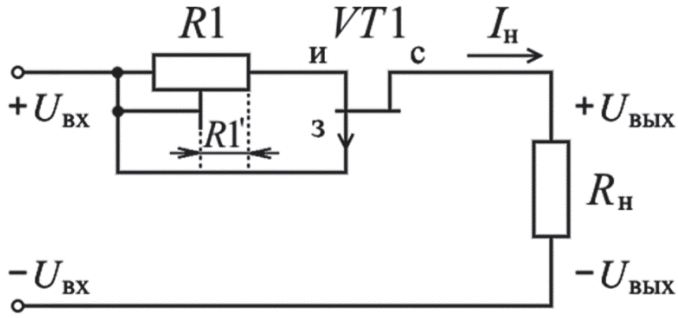


Рисунок 5.9 – Схема параметрического стабилизатора постоянного тока на полевом транзисторе с управляющим p-n переходом и каналом p-типа

Принцип действия рассматриваемых ПСТ основан на особенности стоковых характеристик $I_{\text{с}} = f(U_{\text{си}})$ полевых транзисторов с управляющим p-n переходом. Рабочая точка полевого транзистора, выполняющего функцию регулирующего элемента ПСТ, находится на пологой области стоковой характеристики, которая реализует режим, при котором с увеличением напряжения сток-исток $U_{\text{си}}$ ток стока $I_{\text{с}}$ изменяется незначительно.

Ток стока $I_{\text{с}}$ при заданном напряжении затвор-исток $U_{\text{зи}}$ определяют по формуле (3.18).

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

Формулу для определения сопротивления резистора $R1$, включаемого в цепь истока полевого транзистора (рисунок 5.7), можно получить из формулы (3.18). Учитывая, что $U_{\text{зи}} = I_{\text{с}} \cdot R_{R1}$, выражение (3.16) принимает вид

$$I_{\text{с}} = I_{\text{с}\,0} \cdot \left(1 - \frac{I_{\text{с}} \cdot R_{R1}}{U_{\text{зи отс}}}\right)^2. \tag{5.8}$$

или

$$\sqrt{\frac{I_{\text{с}}}{I_{\text{с}\,0}}} = 1 - \frac{I_{\text{с}} \cdot R_{R1}}{U_{\text{зи отс}}}. \tag{5.9}$$

Из полученного выражения (5.9) можно записать искомую формулу

$$R_{R1} = \frac{U_{\text{зи отс}}}{I_{\text{с}}} \cdot \left(1 - \sqrt{\frac{I_{\text{с}}}{I_{\text{с}\,0}}}\right). \tag{5.10}$$

Часто параметрические стабилизаторы тока используются в параметрических стабилизаторах напряжения. Например, если в параметрическом стабилизаторе напряжения постоянного тока гасящий резистор $R1$ заменить стабилитоком (рисунок 5.10), то основные параметры ПСН значительно улучшатся.

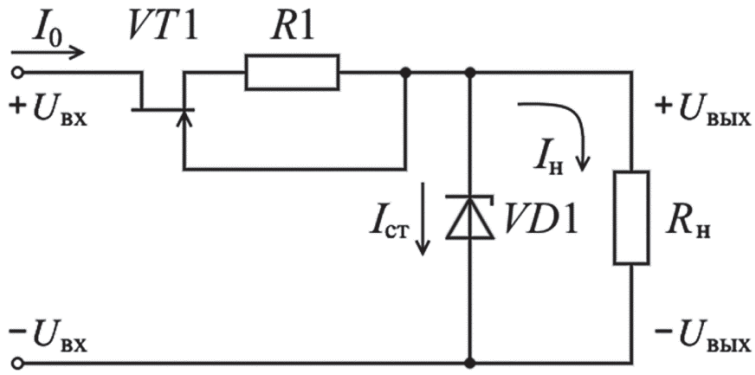


Рисунок 5.10 – Принципиальная электрическая схема параметрического стабилизатора напряжения со стабилитоком вместо гасящего резистора

Увеличение входного напряжения $U_{\text{вх}}$ или уменьшение сопротивления нагрузки $R_{\text{н}}$ параметрического стабилизатора напряжения постоянного тока, у которого гасящий резистор $R1$ заменен стабилитоком, приводят к увеличению тока нагрузки $I_{\text{н}}$. При этом возрастают падение напряжения на резисторе $R1$ и соответственно запирающее смещение $U_{\text{зи}}$ на затворе силового транзистора $VT1$, что приводит к уменьшению его тока стока $I_{\text{с}}$ и возвращению тока нагрузки $I_{\text{н}}$ к первоначальному значению. Горизонтальные участки стоковой (выходной) ВАХ показывают постоянство тока стока $I_{\text{с}}$ при изменении в широком диапазоне напряжения на канале $U_{\text{си}}$.

Если в параметрическом стабилизаторе напряжения постоянного тока гасящий резистор $R1$ заменить стабилитоком, то его коэффициент стабилизации значительно увеличится. Это обусловлено тем, что при изменении входного напряжения $U_{\text{вх}}$ ток стабилизации I_0 стабилитока, равный сумме тока стабилизации $I_{\text{ст}}$ стабилитрона $VD1$ и тока нагрузки $I_{\text{н}}$, практически не изменяется. По этой причине не изменяется и ток стабилизации $I_{\text{ст}}$ стабилитрона, а, согласно

ВАХ стабилитрона, и напряжение его стабилизации, определяющее выходное напряжение ПСН также остается неизменным.

Параметрический стабилизатор тока на биполярном транзисторе использует иной принцип работы. Принципиальная электрическая схема ПСТ на биполярном транзисторе показана на рисунке 5.11.

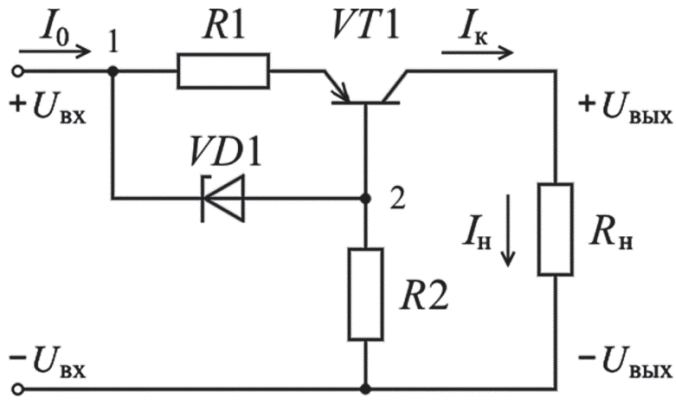


Рисунок 5.11 – Принципиальная электрическая схема параметрического стабилизатора тока, построенного на биполярном транзисторе

Параметрический стабилизатор напряжения (стабилитрон $VD1$ и резистор $R2$) стабилизирует напряжение между точками схемы 1 и 2 на уровне, соответствующем напряжению стабилизации стабилитрона U_{VD1}. Это стабилизированное напряжение обеспечивает неизменность тока эмиттера $I_э$ *p-n-p* транзистора $VT1$, определяемого по формуле

$$I_э = \frac{U_{VD1} - U_{эб\,VT1}}{R_{R1}}, \tag{5.11}$$

где $U_{эб\,VT1}$ – напряжение на прямосмещенном эмиттерном переходе, которое для кремниевых транзисторов составляет 0,6…0,7 В,

R_{R1} – сопротивление резистора $R1$.

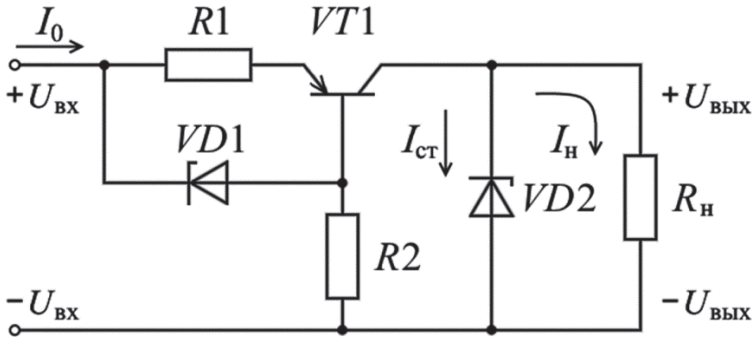


Рисунок 5.12 – Принципиальная электрическая схема ПСН, у которого функцию гасящего резистора выполняет ПСТ, построенный на биполярном транзисторе

Ток коллектора $I_{к\,VT1}$ транзистора $VT1$ определяется разностью тока эмиттера $I_э$ и тока базы $I_б$, то есть $I_{к\,VT1} = I_э - I_б$. Учитывая, что ток базы $I_б$ составляет незначительную долю от тока эмиттера $I_э$, то есть $I_б \ll I_э$, то можно

утверждать, что при стабильном токе эмиттера, будет стабильным и ток коллектора транзистора $VT1$, и, соответственно, ток нагрузки $I_н$.

Иногда для повышения коэффициента стабилизации выходного напряжения по входному K_U вместо гасящего резистора в параметрическом стабилизаторе напряжения применяют параметрический стабилизатора тока, построенный на биполярном транзисторе (рисунок 5.12).

По своим характеристикам схемы, показанные на рисунке 5.10 и рисунке 5.12, приблизительно равноценные. Однако использование биполярного транзистора, вместо полевого, иногда предпочтительнее.

5.2.3. Параметрические стабилизаторы напряжения постоянного тока, построенные по мостовой схеме

Топология параметрического стабилизатора напряжения постоянного тока, построенного по мостовой схеме, показана на рисунке 5.13.

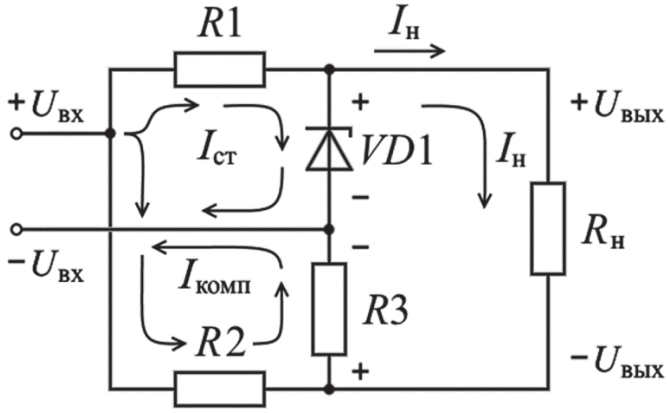


Рисунок 5.13 – Принципиальная электрическая схема ПСН, построенного по мостовой схеме

Рассматриваемый ПСН построен по мостовой схеме и состоит из параметрического стабилизатора напряжения $R1VD1$, реализованного по схеме делителя напряжения, и резистивного делителя входного напряжения $R2R3$. Причем ПСН и делитель напряжения питаются от одного источника энергии, формирующего напряжение $U_{вх}$ постоянного тока.

Входное напряжение $U_{вх}$ ПСН обеспечивает протекание токов по двум цепям. По первой цепи: $(+U_{вх}) - R1 - VD1 - (-U_{вх})$ протекает ток $I_{ст}$. А по второй цепи: $(+U_{вх}) - R2 - R3 - (-U_{вх})$ протекает компенсирующий ток $I_{комп}$. Падения напряжения U_{VD1} и U_{R3} на стабилитроне $VD1$ и на резисторе $R3$, соответственно, имеют полярность, указанную на рисунке 5.13.

Нагрузка $R_н$ в ПСН, построенном по мостовой схеме, включена параллельно стабилитрону $VD1$ и резистору $R3$, которые включены последовательно. Поэтому выходное напряжение $U_{вых}$ ПСН равно разности падения напряжения U_{VD1} на стабилитроне $VD1$ и падения напряжения U_{R3} на резисторе $R3$, то есть

$$U_{вых} = U_{VD1} - U_{R3}. \quad (5.12)$$

Полученное выражение показывает, что при изменении, например, увеличении $U_{\text{вх}}$ увеличиваются токи, протекающие через стабилитрон $VD1$ и резистор $R3$, а, значит, увеличиваются падение напряжения U_{VD1} на стабилитроне $VD1$ и падение напряжения U_{R3} на резисторе $R3$. Согласно выражению (5.12) выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ остается неизменным, если вариации U_{VD1} и U_{R3} одинаковы.

Таким образом, в мостовых схемах ПСН постоянного тока реализуется принцип компенсации изменения напряжения стабилизации стабилитрона при изменении входного напряжения за счет противофазного изменения падения напряжения на компенсирующем резисторе (выражение (5.12)).

Полезно сравнить коэффициенты стабилизации выходного напряжения во входному K_U и динамические сопротивления R_i параметрических стабилизаторов напряжения постоянного тока, построенных по мостовой схеме и схеме делителя напряжения.

Определение $dU_{\text{вх}}$ и $dU_{\text{вых}}$ может быть выполнено следующим методом.

Согласно закону Ома, можно записать, что ток I_{VD1}, протекающий по первой цепи, равен

$$I_{VD1} = \frac{U_{\text{вх}}}{R_{R1} + R_{VD1}}.$$

Тогда падение напряжения U_{VD1} на стабилитроне $VD1$ равно

$$U_{VD1} = \frac{U_{\text{вх}}}{R_{R1} + R_{VD1}} \cdot R_{VD1}. \tag{5.13}$$

Дифференцируя выражение (5.13), получают

$$dU_{VD1} = \frac{dU_{\text{вх}}}{R_{R1} + R_{VD1}} \cdot R_{VD1} = \frac{R_{VD1}}{R_{R1} + R_{VD1}} \cdot \ dU_{\text{вх}}. \tag{5.14}$$

Учитывая, что в реальных условиях эксплуатации ПСН сопротивление гасящего резистора R_{R1} ~1000 Ом, а динамическое сопротивление стабилитрона R_{VD1} ~20 Ом, то есть $R_{VD1} \ll R_{R1}$. Тогда выражение (5.14) можно упростить и записать в следующем виде

$$dU_{VD1} = \frac{R_{VD1}}{R_{R1}} \cdot dU_{\text{вх}}. \tag{5.15}$$

Аналогично, компенсирующий ток $I_{\text{комп}}$, протекающий по второй цепи, равен

$$I_{\text{комп}} = \frac{U_{\text{вх}}}{R_{R2} + R_{R3}}.$$

Тогда падение напряжения U_{R3} на резисторе $R3$, часто называемом компенсирующим резистором, равно

$$U_{R3} = \frac{U_{\text{вх}}}{R_{R2} + R_{R3}} \cdot R_{R3}.$$

Дифференцируя это выражение, получают

$$dU_{R3} = \frac{dU_{\text{вх}}}{R_{R2} + R_{R3}} \cdot R_{R_3} = \frac{R_{R3}}{R_{R2} + R_{R3}} \cdot dU_{\text{вх}}. \quad (5.16)$$

При реализации мостовой схемы ПСН сопротивления R_{R2} и R_{R3} резисторов $R2$ и $R3$ выбирают примерно равными сопротивлениям гасящего резистора $R1$ и стабилитрона R_{VD1}, соответственно. В этом случае $R_{R3} \ll R_{R2}$, что позволяет упростить выражение (5.16), записав его в виде

$$dU_{R3} = \frac{R_{R3}}{R_{R2}} \cdot dU_{\text{вх}}. \quad (5.17)$$

Согласно выражению (5.12), изменение выходного напряжения $dU_{\text{вых}}$ определяется соотношением

$$dU_{\text{вых}} = dU_{VD1} - dU_{R3}.$$

Это уравнение с учетом выражений (5.15) и (5.17) можно записать в виде

$$dU_{\text{вых}} = \frac{R_{VD1}}{R_{R1}} \cdot dU_{\text{вх}} - \frac{R_{R3}}{R_{R2}} \cdot dU_{\text{вх}} = \left(\frac{R_{VD1}}{R_{R1}} - \frac{R_{R3}}{R_{R2}}\right) \cdot dU_{\text{вх}}.$$

Формула определения K_U с учетом полученного соотношения для $dU_{\text{вых}}$ может быть записано в виде

$$K_U = \frac{dU_{\text{вх}}}{dU_{\text{вых}}} \cdot \lambda = \frac{1}{\frac{R_{VD1}}{R_{R1}} - \frac{R_{R3}}{R_{R2}}} \cdot \lambda. \quad (5.18)$$

Формула (5.18) позволяет определить коэффициент стабилизации выходного напряжения по входному K_U ПСН, построенного по мостовой схеме.

Из формулы (5.18) следует, что при выполнении условия

$$\frac{R_{VD1}}{R_{R1}} = \frac{R_{R3}}{R_{R2}}$$

коэффициент стабилизации выходного напряжения по входному K_U параметрического стабилизатора напряжения постоянного тока, построенного по мостовой схеме, стремится к бесконечности, то есть $K_U \to \infty$.

Таким образом, коэффициент стабилизации выходного напряжения по входному K_U ПСН, построенного по мостовой схеме, существенно выше K_U ПСН, построенного по схеме делителя напряжения.

Полезно сравнить динамическое сопротивление ПСН, построенного по мостовой схеме, с динамическим сопротивлением ПСН, построенного по схеме делителя напряжения.

Динамическое сопротивление R_i определяется как модуль производной выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ по току нагрузки $I_{\text{н}}$ при постоянном входном напряжении $U_{\text{вх}}$.

Пусть ток нагрузки $I_{\text{н}}$ ПСН, построенного по мостовой схеме, увеличился (входное напряжение $U_{\text{вх}}$ остается неизменным). Тогда ток I_{VD1}, протекающего

через стабилитрон $VD1$ уменьшился, что приведет к уменьшению напряжения стабилизации U_{VD1}.

При этом ток I_{R3}, протекающий через компенсирующий резистор $R3$, увеличится, что приведет к увеличению падения напряжения на резисторе $R3$. Общее изменение выходного напряжения равно сумме изменений напряжений на стабилитроне $VD1$ и компенсирующем резисторе $R3$.

Следовательно, ПСН, построенный по мостовой схеме, имеет бóльшее динамическое сопротивление R_i чем ПСН, построенный по схеме делителя напряжения, у которого изменение выходного напряжения, вызванное изменением тока нагрузки $I_{\text{н}}$, равно лишь изменению падения напряжения на стабилитроне.

Надо отметить, что реально удается повысить стабильность мостовых ПСН по сравнению со стабильностью ПСН, построенных по схеме делителя напряжения, в пять раз. Однако при этом существенно увеличивается и динамическое сопротивление ПСН, а КПД – значительно уменьшается.

Схему мостового ПСН (рисунок 5.13) практически невозможно применить для стабилизации низковольтных напряжений (~1 В). Для этих целей вполне можно использовать модифицированную схему мостового ПСН, показанную на рисунке 5.14.

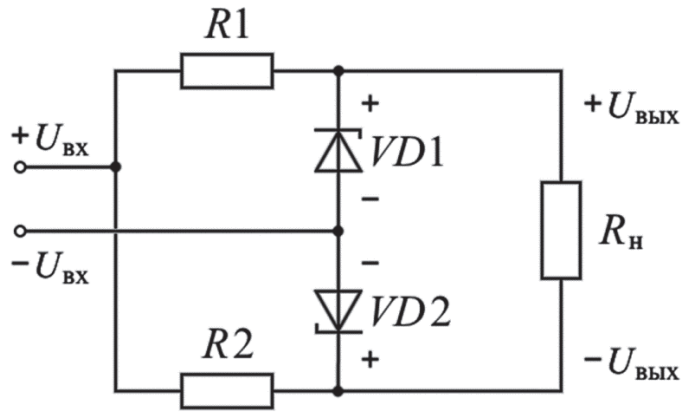


Рисунок 5.14 – Принципиальная электрическая схема модифицированного мостового ПСН

Схема модифицированного мостового ПСН фактически представляет собой два ПСН, построенных по схеме делителя напряжения, включенных встречно и работающих на одну нагрузку $R_{\text{н}}$. В этом устройстве $U_{\text{вых}} = U_{VD1} - U_{VD2}$. Подбирая стабилитроны с соответствующими напряжениями стабилизации, реализуют стабилизацию низковольтных напряжений.

5.2.4. Стабилитронные интегральные микросхемы

При построении, например, компенсационных стабилизаторов напряжения и тока, аналогово-цифровых преобразователей, неотъемлемой их компонентой являются источники опорного (эталонного) напряжения (ИОН).

От ИОН часто требуется повышенная температурная стабильность, которую не может обеспечить дискретный стабилитрон. Для решения подобных

задач были разработаны стабилитронные интегральные микросхемы (СИМС). Обычно они имеют два или три вывода и конструктивно выполнены как обычный стабилитрон, но являются существенно более сложными в схемотехническом плане устройствами, содержащими кроме собственно стабилитрона, дополнительно целый ряд активных и пассивных электрорадиоэлементов, служащих для улучшения электрических параметров и характеристик, в первую очередь постоянства напряжения стабилизации при заданном токе.

Все СИМС можно разделить на три группы: температурно-компенсированные; температурно-стабилизированные и прецизионные опорные источники с напряжением, определяемым шириной запрещённой зоны используемого полупроводника (bandgap ИОН).

Температурно-компенсированные СИМС характеризуются сверхмалым температурным коэффициентом напряжения. Конструктивно они оформлены как стабилитроны, имеют всего два вывода, но схемотехнически достаточно сложны. В качестве примера можно назвать отечественную ИМС 1009ЕН1 (аналог TAA550). Она состоит из трех групп симметричных транзисторов. Каждая группа рассчитана на стабилизацию напряжения около 10 В. Микросхема предназначена для питания варикапов в устройствах настройки телевизоров и радиоприемников, имеет ТКН равный 0,006 %/К, содержит 9 транзисторов и 7 резисторов, обеспечивает напряжение стабилизации 31…35 В при токе стабилизации 5 мА.

Еще меньшие значения ТКН (до 0,00005 %/К) достигаются в температурно-стабилизированных источниках опорного напряжения, например, LM199 фирмы National Semiconductor. СИМС содержит интегральный стабилитрон с прецизионным термостатом, который обеспечивает постоянную температуру кристалла интегрального стабилитрона. Датчик температуры использует температурную зависимость перехода база-эмиттер транзистора.

Прецизионные опорные источники с напряжением определяемым шириной запрещённой зоны используемого полупроводника нашли достаточно широкое применение. Дело в том, что современная тенденция развития радиоэлектронных и телекоммуникационных устройств и систем связана со снижением питающих напряжений. Многие типы аналоговых и цифровых микросхем в настоящее время питаются напряжениями 5 В, 3 В и менее. Очевидно, что для работы с такими схемами требуются источники опорного напряжения на 2,5 В с малым потребляющим током.

Например, микросхема AD589 обеспечивает опорное напряжение 1,23 В с погрешностью 2 % при $\text{ТКН} = 1 \cdot 10^{-5}\ \text{К}^{-1}$ и обладает выходным сопротивлением 0,6 Ом при токе потребления 50 мкА.

Прецизионные стабилитронные интегральные микросхемы являются наиболее точными и стабильными из всех производимых типов ИОН. Однако они дороги, имеют повышенное энергопотребление и малопригодны для использования в низковольтных устройствах.

Описанные выше источники опорного напряжения предназначены для получения фиксированного стабилизированного напряжения.

В тех случаях, когда необходимо регулировать величину опорного напряжения используют регулируемый интегральный стабилитрон типа КР142ЕН19 (аналог LM431).

5.3. Контрольные вопросы

1. На какое примерное напряжение стабилизации рассчитаны стабилитроны КС133 и КС156?
2. Какими основными параметрами характеризуются стабилитроны?
3. Для стабилитрона с положительным ТКН необходимо осуществить термокомпенсацию его напряжения стабилизации с помощью двух диодов. Нарисуйте схему параметрического стабилизатора напряжения, построенного по схеме делителя напряжения, с такой термокомпенсацией.
4. Почему КПД параметрического стабилизатора напряжения, построенного по мостовой схеме, значительно меньше, чем у ПСН, построенного по схеме делителя напряжения?
5. Почему динамическое сопротивление мостового ПСН больше, чем R_i традиционного ПСН?
6. Почему K_U мостового ПСН больше, чем K_U традиционного ПСН?
7. Какую функцию выполняет стабилизатор тока на биполярном транзисторе в ПСН, построенном по схеме, приведенной на рисунке 5.12?
8. Сколько ПСН показано на рисунке 5.12?
9. Как количественно отличаются динамическое сопротивление ПСН и динамическое сопротивление использованного стабилитрона?
10. Если включить последовательно два ПСН, построенных по схеме делителя напряжения, то, как оценить суммарный коэффициент стабилизации и динамическое сопротивление такого стабилизатора?
11. Если включить последовательно два ПСН, построенных по схеме делителя напряжения, то можно ли использовать в обоих каскадах однотипные стабилитроны?
12. По какой схеме нужно построить ПСН для стабилизации низковольтных напряжений (~1 В)?
13. В чем состоит различие ВАХ стабисторов и диодов?
14. Можно ли использовать диоды для термокомпенсации напряжения стабилизации стабилитронами с напряжением стабилизации меньшим 5 В?
15. Какими параметрами определяется коэффициент стабилизации выходного напряжения по входному в ПСН?
16. У ПСН K_U достаточно мал ($\sim 10 \dots 50$), а динамическое сопротивление велико ($\sim 2 \dots 100$ Ом). Но почему ПСН все-таки широко используются в ИЭП?

ГЛАВА 6.
КОМПЕНСАЦИОННЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА С НЕПРЕРЫВНЫМ РЕГУЛИРОВАНИЕМ

Компенсационные стабилизаторы напряжения постоянного тока с непрерывным регулированием (линейные стабилизаторы напряжения) являются широко распространенными устройствами. КСН с НР строятся как на дискретных компонентах, так и в интегральном исполнении.

КСН с НР представляют собой систему автоматического регулирования, содержащую регулирующий элемент и цепь отрицательной обратной связи. Стабилизация напряжения в рассматриваемых устройствах осуществляется соответствующим изменением параметров регулирующего элемента при воздействии на него сигнала обратной связи.

Компенсационные стабилизаторы напряжения постоянного тока с непрерывным регулированием фактически представляют собой однотактные регулируемые преобразователи напряжения постоянного тока (DC/DC преобразователи) с гальванической связью входа и выхода, охваченные контуром отрицательной обратной связи.

6.1. Схемотехника компенсационных стабилизаторов напряжения постоянного тока с непрерывным регулированием

Компенсационные стабилизаторы напряжения обладают значительно лучшими параметрами, чем параметрические стабилизаторы. Компенсационные стабилизаторы напряжения с непрерывным регулированием выполняют по двум схемам: либо с последовательным (рисунок 6.1 и рисунок 6.2), либо с параллельным (рисунок 6.3 и рисунок 6.4) включением регулирующего элемента (РЭ) и нагрузки $R_{\text{н}}$.

Со схемотехнической точки зрения у КСН с НР, построенных с последовательным включением регулирующего элемента и нагрузки $R_{\text{н}}$, последние (РЭ и $R_{\text{н}}$) представляют собой делитель входного напряжения $U_{\text{вх}}$. При этом часть входного напряжения формирует выходное напряжение $U_{\text{вых}}$, а разность входного и выходного напряжений компенсируется на регулирующем элементе.

Принцип действия КСН с НР, выполненных по схеме с последовательным включением регулирующего элемента и нагрузки $R_{\text{н}}$ состоит в следующем. Пусть напряжение $U_{\text{вх}}$ на входе КСН с НР увеличилось, тогда возрастет и напряжение на параллельно включенных сглаживающем фильтре (СФ), нагрузке $R_{\text{н}}$ и делителе выходного напряжения (ДН), то есть выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ увеличится.

С делителя выходного напряжения (рисунок 6.2), построенного на высокоомных резисторах $R2$ и $R3$, часть выходного напряжения $U'_{\text{вых}}$, часто называемая напряжением $U_{\text{дел}}$ с ДН, подается на первый вход усилителя постоянного

тока (УПТ), реализованного аналоговой микросхемой $DA1$. А на второй вход УПТ подается напряжение $U_{оп}$ с источника опорного (эталонного) напряжения, формируемого параметрическим стабилизатором напряжения $R1VD1$.

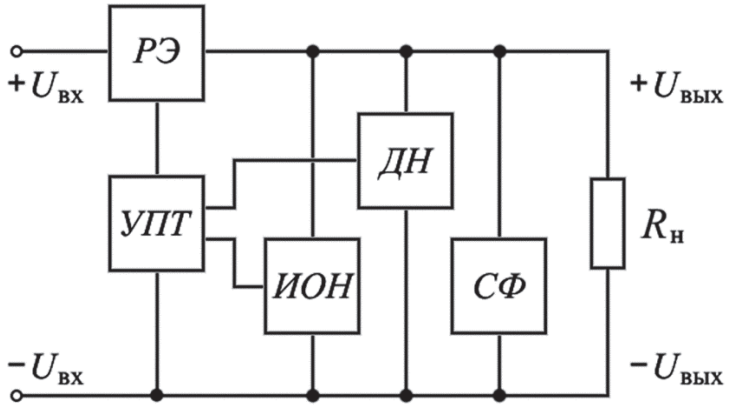


Рисунок 6.1 – Структурная схема компенсационного стабилизатора напряжения с непрерывным регулированием и с последовательным включением регулирующего элемента и нагрузки

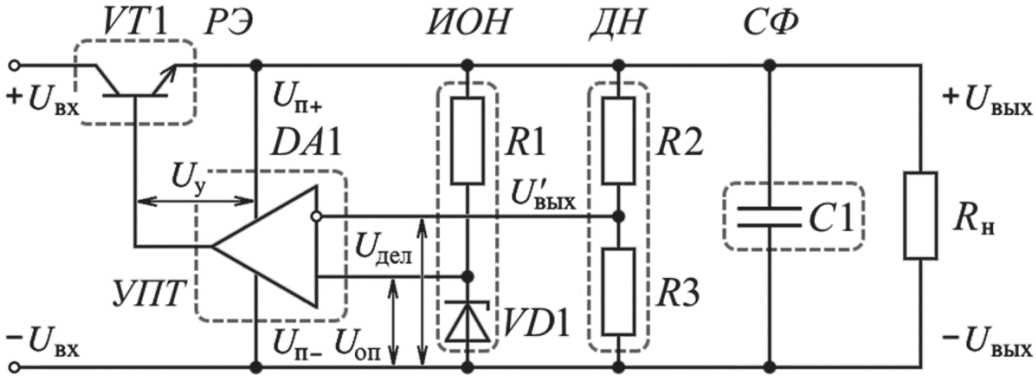


Рисунок 6.2 – Функциональная схема компенсационного стабилизатора напряжения с непрерывным регулированием и с последовательным включением регулирующего элемента и нагрузки

Разность напряжений, подаваемых на УПТ, последним усиливается и напряжение $U_{у}$ с выхода $DA1$ подается на регулирующий элемент, изменяя его режим работы так, чтобы выходное напряжение КСН с НР достигло первоначальной величины или весьма близкой к ней.

Для уменьшения пульсаций выходного напряжения предназначен сглаживающий фильтр, который реализуется пассивным сглаживающим фильтром, обозначенным на рисунке 6.2 конденсатором $C1$.

Со схемотехнической точки зрения у КСН с НР, построенных с параллельным включением РЭ и $R_{н}$, имеется гасящий (балластный) резистор $R1$, на котором и выделяется разность между входным и выходным напряжениями (рисунок 6.3 и рисунок 6.4).

Принцип действия КСН с НР, выполненных по схемам с последовательным и параллельным включением регулирующего элемента и нагрузки во многом схожи.

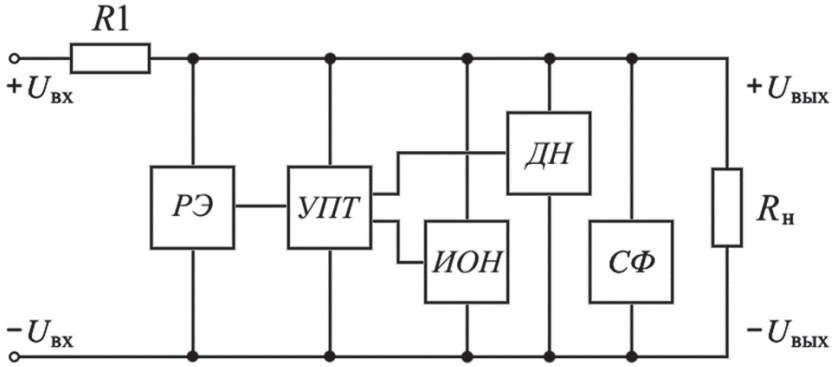


Рисунок 6.3 – Структурная схема компенсационного стабилизатора напряжения с непрерывным регулированием и с параллельным включением регулирующего элемента и нагрузки

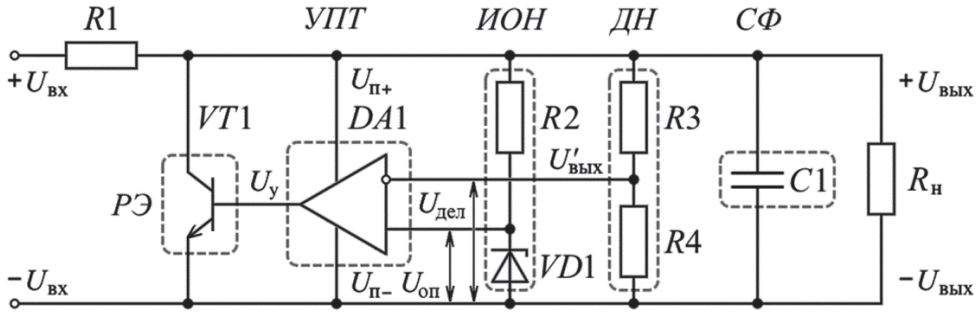


Рисунок 6.4 – Функциональная схема компенсационного стабилизатора напряжения с непрерывным регулированием и с параллельным включением регулирующего элемента и нагрузки

Таким образом, напряжение на нагрузке КСН с НР остается постоянным благодаря компенсации регулирующим элементом или гасящим резистором вариаций входного напряжения.

Компенсационные стабилизаторы напряжения с непрерывным регулированием представляют собой замкнутую систему автоматического регулирования. В этой системе возмущение, возникшее в любом ее звене, пройдет через всю систему, после чего вернется в то же звено. Надо помнить, что в зависимости от параметров системы, возмущение, пройдя через нее, может ослабиться или усилиться. Если возмущение усилится, то переходной процесс будет нарастающим, и система превратится в генератор колебаний, амплитуда которых ограничена нелинейностью системы, а частота определяется ее эквивалентными параметрами. Такая система регулирования называется неустойчивой и в ней стабилизация невозможна. Если возмущение будет ослаблено, то переходной процесс станет затухающим, а система регулирования является устойчивой. Для превращения неустойчивой системы в устойчивую в нее вводят отрицательную обратную связь.

Параллельные стабилизаторы имеют меньший КПД и используются реже. Последовательные стабилизаторы тока и напряжения чувствительны к короткому замыканию в нагрузке и требуют обязательного применения защиты от короткого замыкания выходной цепи. Стабилизаторы напряжения параллельного

типа не требуют принятия специальных мер защиты от короткого замыкания на выходе.

Принципиальная электрическая схема КСН с НР и последовательным включением регулирующего элемента и нагрузки приведена на рисунке 6.5.

Функциональные блоки компенсационного стабилизатора напряжения с непрерывным регулированием, показанные на принципиальной электрической схеме, реализованы следующими электрорадиоэлементами: РЭ – транзистор $VT1$, УПТ – транзистор $VT2$ и резистор $R1$, ИОН – стабилитрон $VD1$ и резистор $R2$, ДН – резисторы $R3$, $R4$ и $R5$, СФ – конденсаторы $C1$ и $C2$.

Принцип действия КСН с НР состоит в следующем. Пусть напряжение на входе $U_{\text{вх}}$ остается неизменным, а ток нагрузки изменился, например, увеличился. Тогда в первый момент времени выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ компенсационного стабилизатора напряжения с непрерывным регулированием уменьшится из-за увеличения падения напряжения $U_{\text{кэ}\,VT1}$ на регулирующем (силовом) транзисторе $VT1$.

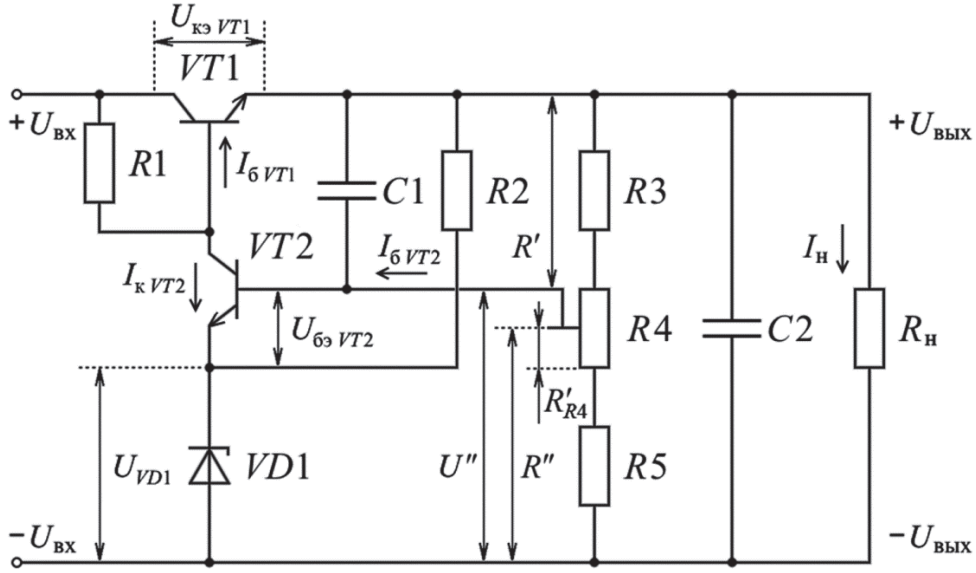


Рисунок 6.5 – Принципиальная электрическая схема компенсационного стабилизатора напряжения с непрерывным регулированием и последовательным включением регулирующего элемента и нагрузки

При уменьшении $U_{\text{вых}}$ уменьшится и падение напряжения U'' на нижнем плече R'' делителя выходного напряжения $R3R4R5$, которое приложено между базой усилительного транзистора $VT2$ и минусовой шиной $-U_{\text{вых}}$ стабилизатора напряжения. Параметрический стабилизатор напряжения $VD1R2$ обеспечивает неизменность напряжения U_{VD1} между эмиттером усилительного транзистора $VT2$ и минусовой шиной $-U_{\text{вых}}$ КСН с НР. Поэтому падение напряжения между базой и эмиттером $U_{\text{бэ}\,VT2}$ усилительного транзистора $VT2$, равное $U'' - U_{VD1}$, уменьшится.

Уменьшение напряжения $U_{\text{бэ}\,VT2}$ между базой и эмиттером усилительного транзистора $VT2$ приведет (согласно его входной характеристике $I_{\text{б}\,VT2} = f(U_{\text{бэ}\,VT2})$) к уменьшению его базового тока $I_{\text{б}\,VT2}$.

Учитывая, что при включении биполярного транзистора по схеме с общим эмиттером, где входным током является ток базы $I_б$, а выходным – ток коллектора $I_к$, параметром, связывающим выходной сигнал со входным, является коэффициент усиления по току β равный $\beta = I_к/I_б$. Параметр β всегда больше единицы, а его типовое значение изменяется от ~10 до ~300.

Следовательно, уменьшение базового тока $I_{б\,VT2}$ усилительного транзистора $VT2$ приведет к уменьшению и его коллекторного тока $I_{к\,VT2}$. А это приведет, в свою очередь, к увеличению базового тока $I_{б\,VT1}$ регулирующего (силового) транзистора $VT1$. Согласно коллекторной характеристике биполярных транзисторов $I_к = f(U_{кэ})$ при увеличении тока базы $I_б$ биполярного транзистора падение напряжения $U_{кэ}$ между его коллектором и эмиттером уменьшается. В рассматриваемом случае $U_{кэ\,VT1}$ уменьшится и это обеспечит возврат выходного напряжения до своего первоначального значения, то есть реализуется эффект стабилизации выходного напряжения.

Конденсаторы $C1$ и $C2$ гасят броски напряжения, вызванные переходными процессами, и предотвращают самовозбуждение стабилизатора. Емкость этих конденсаторов не может быть большой, иначе при включении будет срабатывать защита от короткого замыкания. Обычно в качестве конденсатора $C1$ используют керамический безындуктивный конденсатор емкостью около 0,1 мкФ, а в качестве конденсатора $C2$ – электролитический конденсатор емкостью несколько десятков мкФ, зашунтированный керамическим конденсатором емкостью 0,1 мкФ.

Если в рассматриваемой схеме КСН с НР отсутствует конденсатор $C1$, то коэффициент сглаживания пульсаций $K_{сгл}$ приблизительно равен коэффициенту стабилизации выходного напряжения по входному K_U.

Включение конденсатора $C1$ параллельно верхнему плечу R' делителя выходного напряжения $R3R4R5$, то есть при шунтировании R' по переменной составляющей напряжения, наблюдается рост $K_{сгл}$ по сравнению с K_U. Емкость C_{C1} конденсатора $C1$ выбирают такой, чтобы его сопротивление $1/(\omega \cdot C_{C1})$ было, по крайней мере, на порядок меньше сопротивления $R_{R'}$ верхнего плеча делителя выходного напряжения, то есть

$$\frac{1}{\omega \cdot C_{C1}} < 0{,}1 \cdot R_{R'},$$

где $\omega = 2\pi f$,

f – частота.

Из этого соотношения можно получить формулу для расчета емкости C_{C1} конденсатора $C1$

$$C_{C1} > \frac{10}{\omega \cdot R_{R'}}. \qquad (6.1)$$

Следует иметь в виду, что уменьшение емкости конденсатора $C1$ за счет увеличения сопротивления $R_{R'}$ не рекомендуется, так как при увеличении сопротивления $R_{R'}$ надо увеличивать также и сопротивление $R_{R''}$ нижнего плеча

R'' делителя выходного напряжения. А это приводит к росту постоянной времени τ нижнего плеча ДН, равной $\tau = R_{R''} \cdot C$, где C – емкость монтажных проводов и входная емкость усилительного транзистора $VT2$. Увеличение постоянной времени τ уменьшает ослабление пульсации выходного напряжения, что вызывает необходимость дополнительного увеличения емкости конденсатора $C1$.

Пределы регулирования выходного напряжения в рассматриваемом КСН с НР могут быть определены следующим образом.

Как видно из рисунка 6.5, напряжение U'' на нижнем плече R'' делителя выходного напряжения равно сумме напряжения U_{VD1} на стабилитроне $VD1$ и напряжения $U_{\text{бэ}\,VT2}$ между базой и эмиттером усилительного транзистора $VT2$, то есть

$$U'' = U_{VD1} + U_{\text{бэ}\,VT2}. \tag{6.2}$$

По делителю выходного напряжения $R3R4R5$ протекает электрический ток $I_{\text{дел}}$, величину которого можно определить по закону Ома, применив его поочередно к нижнему плечу делителя выходного напряжения и ко всему делителю выходного напряжения. Это позволяет записать очевидное равенство

$$\frac{U''}{R'_{R4} + R_{R5}} = \frac{U_{\text{вых}}}{R_{R3} + R_{R4} + R_{R5}}, \tag{6.3}$$

где R'_{R4} – сопротивление потенциометра $R4$ между его движком и резистором $R5$.

Из соотношений (6.2) и (6.3) следует, что выходное напряжение определяется формулой

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_{VD1} + U_{\text{бэ}\,VT2}}{\alpha},$$

где $\alpha = (R'_{R4} + R_{R5})/(R_{R3} + R_{R4} + R_{R5})$ – коэффициент передачи делителя выходного напряжения.

Эту формулу можно упростить, если учесть, что, $U_{VD1} \gg U_{\text{бэ}\,VT2}$ (обычно $U_{\text{бэ}\,VT2}$ порядка 0,7 В, а напряжение стабилизации стабилитрона $U_{VD1} > 5$ В. Тогда

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_{VD1}}{\alpha}. \tag{6.4}$$

Из полученной формулы (6.4) следует, что стабильность выходного напряжения в значительной степени зависит от стабильности напряжения ИОН. Формула (6.4) после перехода к конечным приращениям имеет вид

$$\Delta U_{\text{вых}} = \frac{\Delta U_{VD1}}{\alpha}. \tag{6.5}$$

Учитывая, что $\alpha < 1$, из этого уравнения следует, что

$$\Delta U_{\text{вых}} > \Delta U_{VD1}. \tag{6.6}$$

Это позволяет сформулировать важный вывод. Нестабильность выходного напряжения в значительной степени зависит от стабильности ИОН и превышает изменение опорного (эталонного) напряжения ΔU_{VD1}. То есть у КСН с НР изменение выходного напряжения $\Delta U_{\text{вых}}$ превышает изменение опорного (эталонного) напряжения ΔU_{VD1}.

6.2. Методы повышения стабильности выходного напряжения линейных стабилизаторов напряжения

Из анализа схемотехнических процессов в КСН с НР следует, что повышение стабильности выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ можно достичь, по крайней мере, тремя схемотехническими методами:

- увеличивая сопротивление коллекторной нагрузки усилительного транзистора, то есть используя динамическую нагрузку для усилителя постоянного тока;
- улучшая стабильность напряжения питания усилителя постоянного тока;
- осуществляя температурную компенсацию опорного напряжения.

Первые два метода улучшения стабильности выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ КСН с НР построены на повышении чувствительности базового тока регулирующего (силового) транзистора к изменению выходного напряжения компенсационного стабилизатора напряжения с непрерывным регулированием.

Пример реализации первого метода (применение динамической нагрузки для УПТ) показан на принципиальной электрической схеме, приведенной на рисунке 6.6.

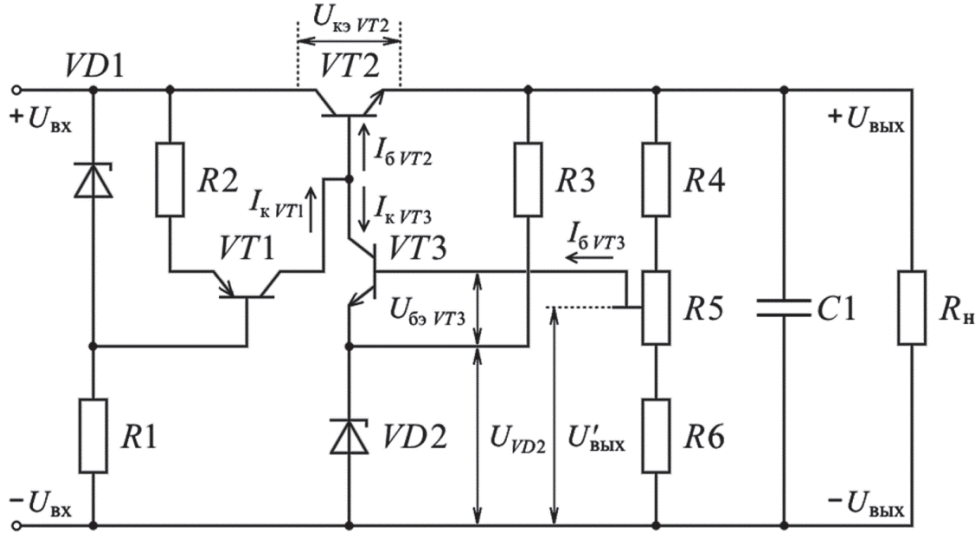


Рисунок 6.6 – Принципиальная электрическая схема компенсационного стабилизатора напряжения с непрерывным регулированием и использованием динамической нагрузки для усилителя постоянного тока

В рассматриваемом КСН с НР в коллекторную цепь усилительного транзистора $VT3$ включена динамическая нагрузка. Она представляет собой

параметрический стабилизатор тока, состоящий из транзистора $VT1$, резисторов $R1$ и $R2$ и стабилитрона $VD1$.

Этот ПСТ обеспечивает стабильность коллекторного тока $I_{к\,VT1}$ транзистора $VT1$, то есть выполнение условия $I_{к\,VT1} = const$. В этом случае можно записать, что $I_{к\,VT1} = I_{б\,VT2} + I_{к\,VT3}$. Следовательно, изменения токов $I_{б\,VT2}$ и $I_{к\,VT3}$ равны по модулю.

Поэтому, например, при увеличении выходного напряжения $U_{вых}$ возрастают напряжение $U_{бэ\,VT3}$, токи базы $I_{б\,VT3}$ и коллектора $I_{к\,VT3}$ усилительного транзистора $VT3$, а ток базы $I_{б\,VT2}$ регулирующего транзистора $VT2$ уменьшается. Это приводит к увеличению падения напряжения $U_{кэ\,VT2}$ на нем, а значит к возврату выходного напряжения $U_{вых}$ к исходному.

Это показывает наличие эффекта стабилизации выходного напряжения КСН с НР.

Такой схемотехнический прием на порядок улучшает коэффициент стабилизации КСН с НР.

Реализация второго метода (повышение стабильности напряжения питания усилителя постоянного тока) улучшения стабильности выходного напряжения линейных стабилизаторов напряжения может быть выполнена, если питать УПТ от дополнительного стабилизированного источника питания $U_{доп}$ и выходного напряжения $U_{вых}$ согласно принципиальной электрической схеме, приведенной на рисунке 6.7.

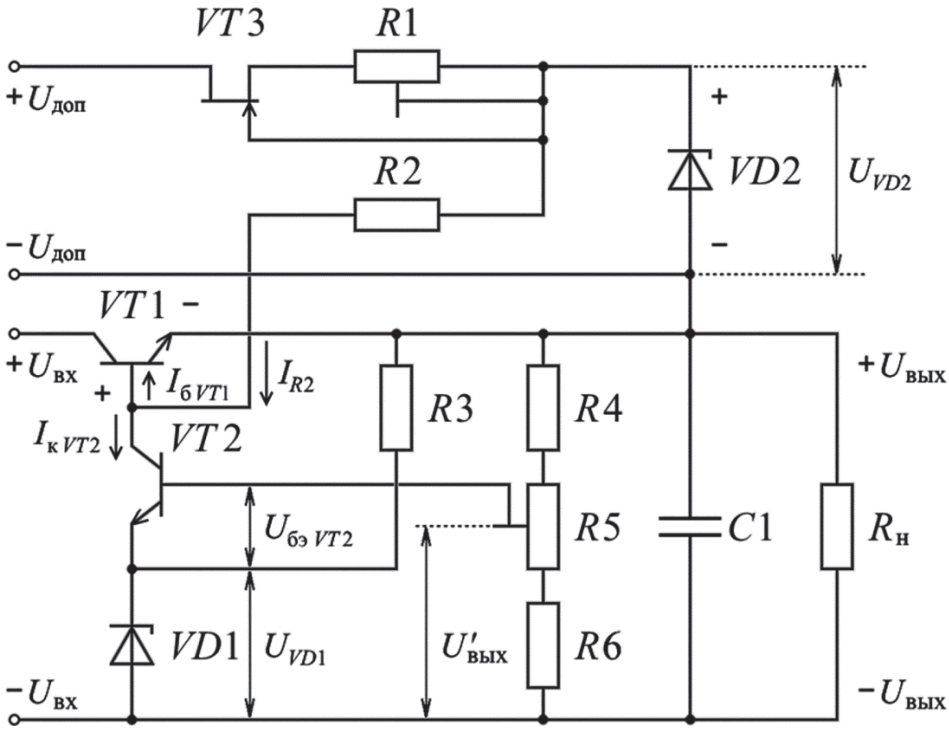


Рисунок 6.7 – Принципиальная электрическая схема компенсационного стабилизатора напряжения с непрерывным регулированием и с дополнительным стабилизированным источником электропитания для усилителя постоянного тока

Дополнительный источник электропитания, формирующий напряжение U_{VD2}, выполнен в виде параметрического стабилизатора напряжения $VT3R1VD2$,

у которого функцию гасящего резистора выполняет стабилизатор тока (стабилитоk) $VT3R1$.

Усилитель постоянного тока в рассматриваемой схеме КСН с НР питается напряжением, которое определяется суммой напряжений U_{VD2} и $U_{\text{вых}}$, то есть стабильными напряжениями, формируемыми дополнительным источником электропитания и самим стабилизатором напряжения.

При росте выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ из-за увеличения входного напряжения $U_{\text{вх}}$ потенциал базы усилительного транзистора $VT2$ становится более положительным, а его базовый и коллекторный токи увеличиваются. Падение напряжения U_{R2} на резисторе $R2$ равно разности напряжения U_{VD2} на стабилитроне $VD2$ и напряжения $U_{\text{бэ}\,VT1}$ регулирующего транзистора $VT1$, то есть

$$U_{R2} = U_{VD2} - U_{\text{бэ}\,VT1}. \tag{6.7}$$

Учитывая, что напряжение $U_{\text{бэ}\,VT1}$ изменяется незначительно из-за нелинейности входной характеристики биполярного транзистора $VT1$, а напряжение U_{VD2} также изменяется незначительно из-за нелинейности ВАХ стабилитрона, то и падение напряжения U_{R2} можно считать постоянным. Тогда и ток I_{R2}, протекающий через резистор $R2$, является постоянным. Поэтому можно записать, что

$$I_{R2} = I_{\text{к}\,VT2} + I_{\text{б}\,VT1} = const. \tag{6.8}$$

В соответствии с уравнением (6.8) при постоянном токе I_{R2} изменения $I_{\text{к}\,VT2}$ и $I_{\text{б}\,VT1}$ равны по величине, но различаются по знаку.

Следовательно, увеличение коллекторного тока усилительного транзистора $VT2$ приводит к уменьшению базового тока регулирующего транзистора $VT1$. А это (в соответствии с коллекторной характеристикой биполярных транзисторов) вызывает увеличение падения напряжения между коллектором и эмиттером регулирующего транзистора, а, значит, и к сохранению неизменным выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ КСН с НР при росте его входного напряжения $U_{\text{вх}}$.

Пример использования третьего метода (применение температурной компенсации опорного напряжения) для улучшения стабильности выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ КСН с НР иллюстрируется схемой, приведенной на рисунке 6.8.

Эталонное напряжение U_{VD1} формируется двумя стабилитронами $VD1$ и $VD2$. Причем стабилитрон $VD1$, имеющий положительный температурный коэффициент напряжения, включен в режиме стабилизации напряжения, а стабилитрон $VD2$ включен в диодном режиме (его ТКН отрицателен) и обеспечивает термокомпенсацию эталонного напряжения. Такое схемотехническое решение построения ИОН уменьшает влияние теплового состояния КСН с НР на величину выходного стабилизированного напряжения.

При отсутствии термокомпенсации опорного напряжения выходное напряжение линейного стабилизатора напряжения зависит от температуры окружающей среды. Например, при повышении температуры окружающей среды напряжение стабилизации стабилитрона $VD1$, имеющего положительный ТКН, увеличивается. Это приводит к уменьшению разности потенциалов

$U_{\text{бэ }VT2}$ между эмиттером и базой усилительного транзистора $VT2$, а значит, и к уменьшению его коллекторного тока, что обуславливает увеличение базового тока регулирующего транзистора $VT1$. Это эквивалентно его приоткрыванию, а, значит, и уменьшению падения напряжения на регулирующем транзисторе $VT1$ и росту выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ КСН с НР.

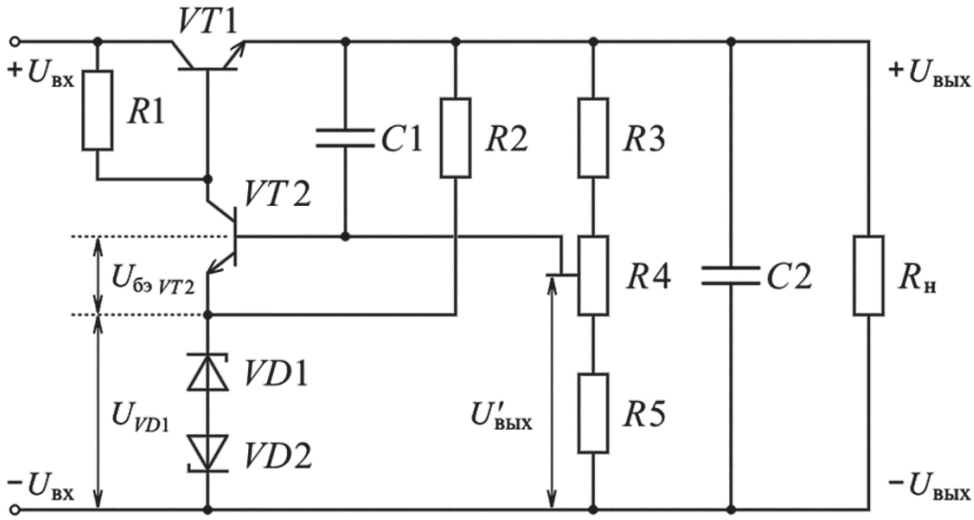


Рисунок 6.8 – Принципиальная электрическая схема компенсационного стабилизатора напряжения с непрерывным регулированием и термокомпенсацией опорного напряжения

Термокомпенсацию выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ КСН с НР можно осуществить и включением диода $VD3$ в верхнее плечо делителя напряжения (рисунок 6.9). Такая термокомпенсация возможна лишь при положительном ТКН стабилитрона $VD1$. Если ТКН последнего отрицателен, то в одно из плеч делителя выходного напряжения включают термозависимый резистор, который и обеспечивает постоянство выходного напряжения при изменении теплового режима устройства.

Таким образом, надо отметить, что в КСН с НР ток через регулирующий транзистор практически совпадает с током нагрузки.

На регулирующем транзисторе рассеивается значительная мощность, зачастую превышающая мощность в нагрузке.

Поэтому при проектировании КСН с НР необходимо применять специальные меры по облегчению работы РЭ:

- снижение падения напряжения на регулирующем транзисторе (это достигается на линейных стабилизаторах напряжения с малым падением напряжения (Low Drop Out, LDO);
- разгрузка РЭ по току и мощности (достигается параллельным включением транзисторов);
- разгрузка РЭ по напряжению и мощности (достигается последовательным включением транзисторов);
- уменьшение управляющего тока от УПТ, что достигается использованием в качестве силовых транзисторов мощных транзисторов с большим коэффициентом усиления β или составных транзисторов.

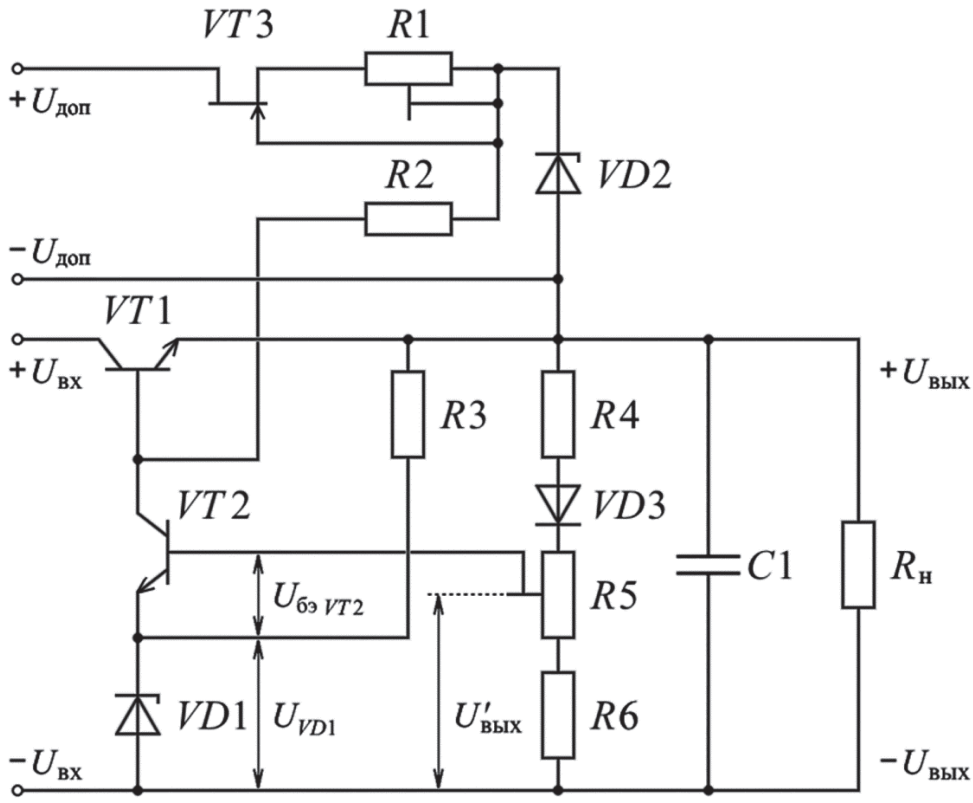


Рисунок 6.9 – Принципиальная электрическая схема КСН с НР с термокомпенсацией с помощью диода, включенного в цепь резистивного делителя выходного напряжения

Надо отметить, что область применения линейных стабилизаторов напряжения и особенно линейных СН с малым падением напряжения (LDO) остается весьма широкой. Только эти устройства обеспечивают не только эффективное подавление пульсаций выходного напряжения, но и создают минимальные шумы и помехи для всей радиоэлектронной системы, а также выполняют функции управления и защиты.

Расширяющееся применение в малогабаритных мобильных устройствах РЭС батарейного электропитания от химических источников тока диктует необходимость в разработке СН в миниатюрных корпусах с низким уровнем собственных шумов, эффективным подавлением высокочастотных пульсаций выходного напряжения и минимальным энергопотреблением. Причем линейные СН, выполненные на основе традиционной схемотехники (когда регулирующим элементом является одиночный БТ или составной на биполярных транзисторах) не позволяют создать стабилизатор с падением напряжения на регулирующем элементе менее 2,5 В.

А поскольку КПД линейных СН в предположении пренебрежимо малого тока собственного потребления равен отношению выходного и входного напряжений, то для повышения КПД, что особенно важно для аппаратуры с автономным питанием, необходимо уменьшать падение напряжения на РЭ. Для решения этой задачи и были созданы специальные СН с малым падением напряжения. Условно к LDO относят линейные стабилизаторы с падением напряжения менее 500 мВ, у которых в качестве регулирующего элемента вместо биполярных применены полевые МОП-транзисторы. Полевые транзисторы,

выполненные по современным технологиям, имеют очень малое сопротивления канала, что позволяет получить бóльший по сравнению с биполярным транзистором выходной ток при одинаковом падении напряжения на регулирующем элементе.

6.3. Линейные низковольтные стабилизаторы напряжения

В рассмотренных схемах КСН с НР выходное напряжение всегда превышало эталонное напряжение. Поэтому они не могут быть использованы для построения низковольтных стабилизаторов напряжения. Устранение такого недостатка линейных стабилизаторов напряжения возможно с использования схемотехнического приема, проиллюстрированного на рисунке 6.10.

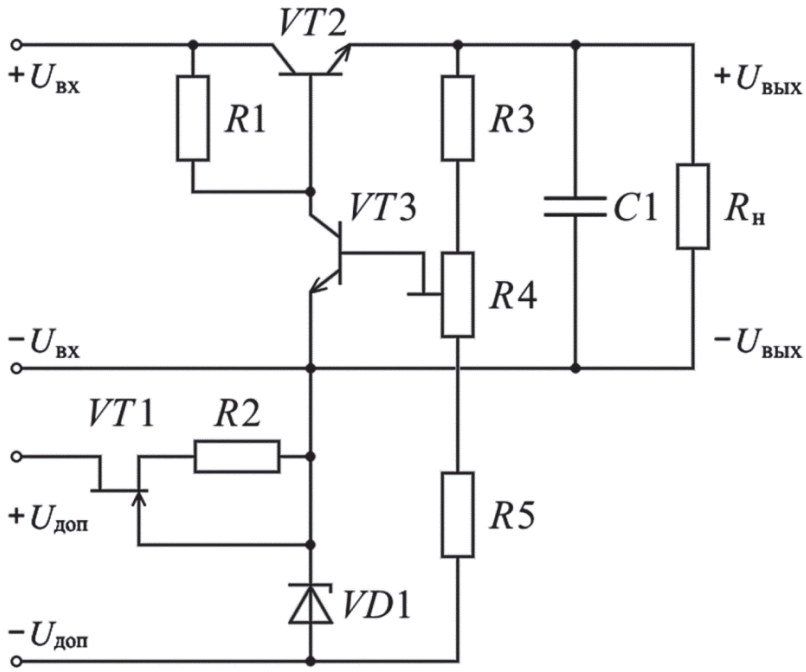


Рисунок 6.10 – Принципиальная электрическая схема КСН с НР, у которого выходное напряжение меньше эталонного

В рассматриваемом линейном стабилизаторе напряжения постоянного тока делитель выходного напряжения $R3R4R5$ питается напряжением, равным сумме выходного напряжения и напряжения, формируемого параметрическим стабилизатором напряжения $R2VT1VD1$, у которого функцию гасящего резистора выполняет стабилитрон $R2VT1$. Выходное напряжение КСН с НР меньше, чем эталонное напряжение.

6.4. Аналитический вывод математических соотношений для определения основных параметров компенсационных стабилизаторов напряжения постоянного тока с непрерывным регулированием

На основании функциональной схемы КСН с НР с последовательным включением регулирующего элемента и нагрузки (рисунок 6.11) можно составить

основные уравнения, описывающие физические процессы в стабилизаторе и позволяющие провести аналитический вывод математических соотношений и оценку коэффициента стабилизации K_U выходного напряжения по входному и динамического сопротивления R_i КСН с НР.

Для этого надо рассмотреть установившийся режим работы компенсационного стабилизатора напряжения постоянного тока с непрерывным регулированием.

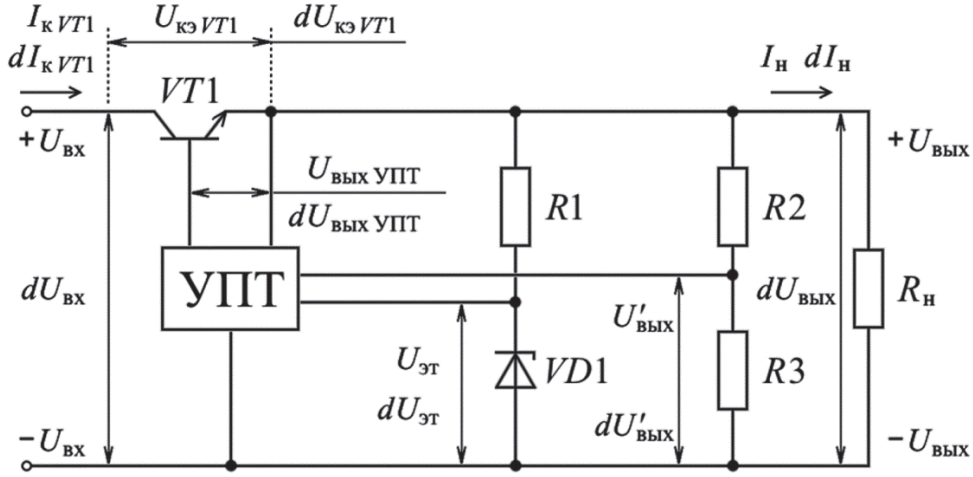


Рисунок 6.11 – Функциональная схема КСН с НР для оценки коэффициента стабилизации выходного напряжения по входному и динамического сопротивления

При возникновении возмущающего воздействия, например, увеличении входного напряжения $U_{вх}$ на величину $dU_{вх}$, изменяются падение напряжения $U_{кэ\,VT1}$ на регулирующем транзисторе $VT1$ на $dU_{кэ\,VT1}$ и падение выходного напряжения $U_{вых}$ на нагрузке $R_н$ на $dU_{вых}$. Поэтому можно записать уравнение

$$dU_{вх} = dU_{кэ\,VT1} + dU_{вых}. \tag{6.9}$$

Изменение падения напряжения $U_{кэ\,VT1}$ на регулирующем транзисторе $VT1$ на $dU_{кэ\,VT1}$ обусловлено вариациями двух напряжений: изменением падения напряжения $dU_{к\,VT1}$ на коллекторном сопротивлении $R_{к\,VT1}$ транзистора, равном

$$dU_{к\,VT1} = dI_{к\,VT1} \cdot R_{к\,VT1}, \tag{6.10}$$

и изменением падения напряжения $dU_{кэ\,у\,VT1}$, обусловленным усилительными свойствами транзистора $VT1$ и равным

$$dU_{кэ\,у\,VT1} = K_1 \cdot dU_{вых\,УПТ}, \tag{6.11}$$

где $dI_{к\,VT1}$ – изменение коллекторного тока, протекающего через транзистор $VT1$,

K_1 – коэффициент усиления регулирующего транзистора $VT1$ по напряжению,

$dU_{вых\,УПТ}$ – изменение выходного напряжения усилителя постоянного тока.

Подставляя формулы (6.10) и (6.11) в уравнение (6.9), можно записать

$$dU_{\text{вх}} = dI_{\text{к}\,VT1} \cdot R_{\text{к}\,VT1} + K_1 \cdot dU_{\text{вых УПТ}} + dU_{\text{вых}}. \qquad (6.12)$$

В уравнении (6.12) величину $dI_{\text{к}\,VT1}$ можно заменить на величину изменения тока нагрузки $dI_{\text{н}}$, так как численное значение тока $I_{\text{к}\,VT1}$, протекающего через силовой транзистор $VT1$, практически равно численному значению тока нагрузки $I_{\text{н}}$, протекающему через нагрузку $R_{\text{н}}$. Это справедливо по той причине, что токи, протекающие через ПСН $R1VD1$ и резистивный делитель выходного напряжения $R2R3$, много меньше тока нагрузки.

Тогда уравнение (6.12) принимает вид

$$dU_{\text{вх}} = R_{\text{к}\,VT1} \cdot dI_{\text{н}} + K_1 \cdot dU_{\text{вых УПТ}} + dU_{\text{вых}}. \qquad (6.13)$$

Для определения изменения $dU_{\text{вых УПТ}}$ необходимо рассмотреть сигналы, формируемые на входах УПТ.

На один вход усилителя постоянного тока подается часть выходного напряжения $U'_{\text{вых}}$, формируемого на резисторе $R3$ делителя $R2R3$ выходного напряжения, равная

$$U'_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вых}}}{R_{R2} + R_{R3}} \cdot R_{R3} = \frac{R_{R3}}{R_{R2} + R_{R3}} \cdot U_{\text{вых}} = \alpha \cdot U_{\text{вых}}, \qquad (6.14)$$

где R_{R2} – сопротивление резистора $R2$,

R_{R3} – сопротивление резистора $R3$,

$\alpha = R_{R3}/(R_{R2} + R_{R3})$ – коэффициент деления резистивного делителя $R2R3$ выходного напряжения $U_{\text{вых}}$. Очевидно, что $\alpha < 1$.

На другой вход УПТ подается опорное (эталонное) напряжение $U_{\text{эт}}$, формируемое на стабилитроне $VD1$ параметрического стабилизатора напряжения постоянного тока $R1VD1$.

УПТ усиливает разность входных напряжений $U'_{\text{вых}}$ и $U_{\text{эт}}$ в K_2 раз. Тогда на выходе УПТ изменение выходного напряжения $dU_{\text{вых УПТ}}$ можно записать в виде

$$dU_{\text{вых УПТ}} = K_2 \cdot (dU'_{\text{вых}} - dU_{\text{эт}}) = K_2(\alpha \cdot dU_{\text{вых}} - dU_{\text{эт}}),$$

где K_2 – коэффициент усиления УПТ, $dU'_{\text{вых}} = \alpha \cdot dU_{\text{вых}}$ (записано согласно формуле (6.14)).

С учетом полученного выражения уравнение (6.13) можно записать в следующем виде

$$dU_{\text{вх}} = R_{\text{к}\,VT1} \cdot dI_{\text{н}} + K_1 \cdot K_2 \cdot (\alpha \cdot dU_{\text{вых}} - dU_{\text{эт}}) + dU_{\text{вых}}.$$

Раскрыв скобки и выполнив алгебраические преобразования, полученное уравнение принимает следующий вид

$$(1 + \alpha \cdot K_1 \cdot K_2) \cdot dU_{\text{вых}} = dU_{\text{вх}} - R_{\text{к}\,VT1} \cdot dI_{\text{н}} - K_1 \cdot K_2 \cdot dU_{\text{эт}}. \qquad (6.15)$$

Уравнение (6.15) можно упростить. Дело в том, что у реальных КСН с НР числовые значения параметров, входящие в уравнение (6.15), примерно равны: $\alpha \sim 0{,}5$, $K_1 \sim 50$, $K_2 \sim 10^3$ и $R_{\text{к}\,VT1} \sim 10^3$ Ом. Следовательно, в выражении

$(1 + \alpha \cdot K_1 \cdot K_2)$ величина второго слагаемого $\alpha \cdot K_1 \cdot K_2$ имеет следующий порядок $\alpha \cdot K_1 \cdot K_2 \sim 0{,}5 \cdot 50 \cdot 10^3 = 2{,}5 \cdot 10^4 \gg 1$.

Поэтому в скобке $(1 + \alpha \cdot K_1 \cdot K_2)$ единицей можно пренебречь по сравнению с $\alpha \cdot K_1 \cdot K_2$. С учетом этого уравнение (6.15) принимает вид

$$\alpha \cdot K_1 \cdot K_2 \cdot dU_{\text{вых}} = dU_{\text{вх}} - R_{\text{к}\,VT1} \cdot dI_{\text{н}} - K_1 \cdot K_2 \cdot dU_{\text{эт}}$$

или

$$dU_{\text{вых}} = \frac{1}{\alpha \cdot K_1 \cdot K_2} \cdot dU_{\text{вх}} - \frac{R_{\text{к}\,VT1}}{\alpha \cdot K_1 \cdot K_2} \cdot dI_{\text{н}} - \frac{1}{\alpha} dU_{\text{эт}}. \qquad (6.16)$$

Из полученного уравнения (6.16) следует, что изменение выходного напряжения для конкретного КСН с НР определяется вариациями входного напряжения $U_{\text{вх}}$, тока нагрузки $I_{\text{н}}$ и эталонного напряжения $U_{\text{эт}}$.

Из уравнения (6.16) можно получить выражения для определения коэффициента стабилизации K_U выходного напряжения по входному, динамического сопротивления R_i и аналитическую связь изменений эталонного напряжения $U_{\text{эт}}$ и выходного напряжения $U_{\text{вых}}$.

В соответствии с определением коэффициента стабилизации K_U выходного напряжения по входному

$$K_U = \frac{\partial U_{\text{вх}}}{\partial U_{\text{вых}}} \cdot \lambda$$

из выражения (6.16) получают формулу для определения K_U КСН с НР

$$K_U = \alpha \cdot K_1 \cdot K_2 \cdot \lambda. \qquad (6.17)$$

Полезно сделать оценочный расчет K_U для линейного стабилизатора напряжения с непрерывным регулированием по формуле (6.17). Учитывая, что $\alpha \sim 0{,}5$, $K_1 \sim 50$, $K_2 \sim 10^3$ и $\lambda \sim 0{,}5$, то коэффициент стабилизации имеет порядок $K_U \sim 10^4$. Для сравнения K_U ПСН имеет порядок $K_U \sim 50$.

Динамическое сопротивления R_i ИЭП определяется по формуле

$$R_i = \left| \frac{\partial U_{\text{вых}}}{\partial I_{\text{н}}} \right|,$$

с помощью которой из выражения (6.16) можно получить формулу для определения R_i в следующем виде

$$R_i = \frac{1}{\alpha \cdot K_1 \cdot K_2} \cdot R_{\text{к}\,VT1}. \qquad (6.18)$$

Полученная формула позволяет рассчитать динамическое сопротивление R_i КСН с НР.

Полезно сделать оценочный расчет R_i для КСН с НР по формуле (6.18). Учитывая, что $\alpha \sim 0{,}5$, $K_1 \sim 50$, $K_2 \sim 10^3$ и $R_{\text{к}\,VT1} \sim 10^3$ Ом, то динамическое сопротивление R_i имеет порядок $R_i \sim 4 \cdot 10^{-2}$ Ом. Для сравнения R_i ПСН имеет порядок $R_i \sim 40$ Ом.

Из уравнения (6.16) можно еще получить и аналитическую зависимость изменений эталонного и выходного напряжений (при $U_{\text{вх}} = const$, $I_{\text{н}} = const$)

$$dU_{\text{вых}} = \frac{1}{\alpha} \cdot dU_{\text{эт}}. \quad (6.19)$$

Из полученного выражения (6.19) с учетом того, что $\alpha < 1$, следует тот факт, что изменение выходного напряжения КСН с НР всегда больше изменения эталонного напряжения. Поэтому вопросу стабилизации опорного (эталонного) напряжения в линейных стабилизаторах всегда уделяется пристальное внимание.

Такой же результат ранее был получен другим методом (формула (6.5)).

6.5. Схемотехника компенсационных стабилизаторов тока с непрерывным регулированием

Стабилизаторы тока, в отличие от стабилизаторов напряжения, стабилизируют ток.

Особенностью стабилизаторов тока является их большое динамическое сопротивление. Это позволяет исключить влияние входного напряжения и сопротивления нагрузки на величину тока нагрузки. При этом напряжение на нагрузке будет зависеть от ее сопротивления.

В схемотехнике построения стабилизаторов напряжения и тока много общего. В общем случае они могу быть параметрическими, компенсационными с линейным и импульсным регулированием. Различие заключается в том, что в компенсационных стабилизаторах напряжения используется отрицательная обратная связь по напряжению, а в стабилизаторах тока ООС выполняется по току.

Область применения стабилизаторов тока стремительно расширяется, в первую очередь в связи с широким использованием светодиодов. Светодиоды, как и все диоды, имеют нелинейную вольт-амперную характеристику, когда ток через светодиод изменяется непропорционально. Стабилизатор тока устанавливает заданный ток через светодиод вне зависимости от приложенного к схеме напряжения. При увеличении напряжения на схеме выше порогового уровня, ток достигает установленного значения и далее не изменяется. При дальнейшем увеличении напряжения, напряжение на светодиоде перестаёт изменяться, а напряжение на стабилизаторе тока растёт.

Для надежной и стабильной работы светодиода его надо питать через стабилизатор тока. В общем виде стабилизатор тока для светодиода представляет двухполюсник, соединенный последовательно со светодиодом.

Схемотехника построения компенсационных стабилизаторов тока с непрерывным регулированием (рисунок 6.12) и компенсационных стабилизаторов напряжения с непрерывным регулированием во многом подобны. Принципиальное различие КСТ с НР и КСН с НР состоит в том, что в компенсационных стабилизаторах тока с непрерывным регулированием последовательно с нагрузкой включают низкоомный резистор с сопротивлением $\sim 0{,}5$ Ом (на рисунке 6.12 потенциометр $R3$), выполняющий функцию датчика тока нагрузки. Напряжение отрицательной обратной связи, снимаемое с датчика тока нагрузки, пропорционально току нагрузки $I_{\text{н}}$. Оно сравнивается с напряжением, формируемым

на стабилитроне $VD1$ параметрического стабилизатора напряжения $VD1R2$. Функцию компаратора выполняет транзистор $VT2$, входящий в УПТ, который, в свою очередь, управляет силовым транзистором $VT1$.

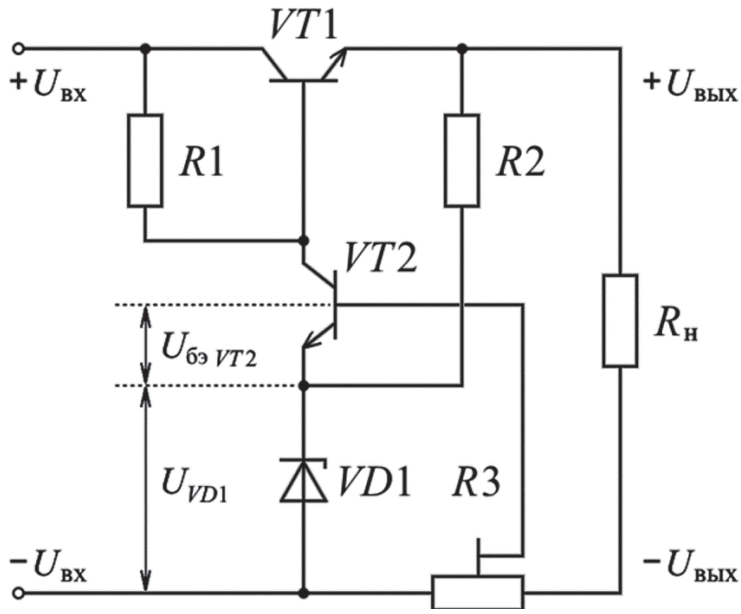


Рисунок 6.12 – Принципиальная электрическая схема компенсационного стабилизатора тока с непрерывным регулированием

Это обеспечивает управление регулирующим транзистором $VT1$. Изменяя сопротивление потенциометра $R3$, регулируют стабилизируемый тока нагрузки.

Широкое применение компенсационных стабилизаторов напряжения и тока с непрерывным регулированием объясняется их высокими качественными показателями и хорошей электромагнитной совместимостью с аппаратурой РЭС. Их основными недостатками являются относительно низкий КПД, уменьшающийся с понижением уровня выходных напряжений, а также большие массогабаритные параметры.

6.6. Пример применения схемотехнических особенностей при построении линейных стабилизаторов напряжения постоянного тока

При разработке КСН с НР и последовательным включением регулирующего элемента и нагрузки, иногда РЭ выполняется в виде двух последовательно включенных транзисторов (рисунок 6.13). Это выполняют для разгрузки регулирующего транзистора по напряжению и мощности.

Управление силовым транзистором $VT3$ осуществляется обычным образом, а силовым транзистором $VT1$ – разностью падения напряжения U_{R4} на резисторе $R4$ и падения напряжения $U_{\text{кэ}\,VT3}$ между коллектором и эмиттером на транзисторе $VT3$, то есть $U_{\text{бэ}\,VT1} = U_{R4} - U_{\text{кэ}\,VT3}$. Причем напряжение U_{R4} является постоянной величиной, так как питается от ПСН, построенного на стабилитоке $R1VT2$ и стабилитроне $VD2$ и питающегося от дополнительного источника энергии с входным напряжением $U_{\text{доп}}$.

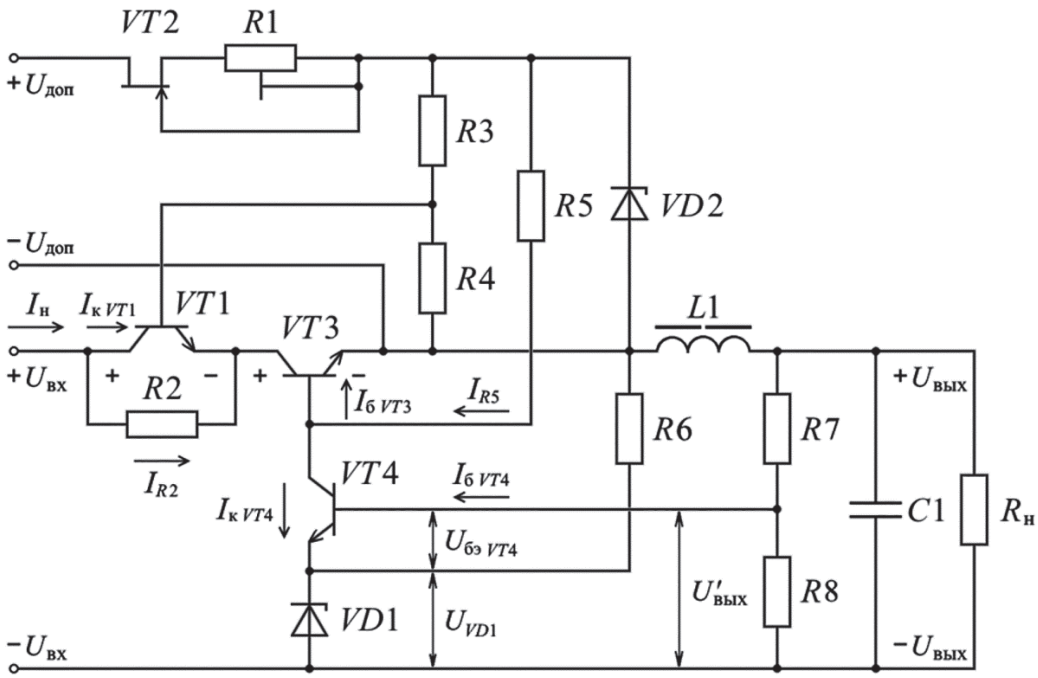


Рисунок 6.13 – Принципиальная электрическая схема компенсационного стабилизатора напряжения постоянного тока с непрерывным регулированием с двумя последовательно включенными регулирующими транзисторами и нагрузкой

Для разгрузки силового транзистора $VT1$ по току и мощности он шунтирован резистором $R2$.

Принцип действия рассматриваемого КСН с НР аналогичен принципу действия компенсационного стабилизатора напряжения с непрерывным регулированием, построенного по традиционной схеме.

Пусть входное напряжение $U_{\text{вх}}$ КСН с НР уменьшилось. Тогда в первый момент времени уменьшится и напряжение $U_{\text{вых}}$ на нагрузке $R_{\text{н}}$, а значит на резисторе $R8$ делителя $R7R8$ выходного напряжения.

Это приведет к уменьшению управляющего напряжения $U_{\text{бэ}\,VT4}$ усилительного транзистора $VT4$ (ведь $U_{\text{бэ}\,VT4} = U_{R8} - U_{VD1}$, где U_{R8} – напряжение на резисторе $R8$, U_{VD1} – напряжение на стабилитроне $VD1$, поддерживаемое постоянным ПСН $VD1R6$). В свою очередь, уменьшение управляющего напряжения $U_{\text{бэ}\,VT4}$ согласно входной характеристике $I_{\text{б}} = f(U_{\text{бэ}})$ биполярного транзистора приводит к уменьшению его базового тока $I_{\text{б}\,VT4}$. Учитывая, что коллекторный $I_{\text{к}\,VT4}$ и базовый $I_{\text{б}\,VT4}$ токи связаны соотношением $I_{\text{к}\,VT4} = h_{21\text{э}} \cdot I_{\text{б}\,VT4}$ (здесь $h_{21\text{э}}$ – коэффициент передачи тока), то уменьшается и коллекторный ток $I_{\text{к}\,VT4}$ усилительного транзистора $VT4$.

Напряжение U_{R5} на резисторе $R5$ определяется суммой малоизменяющихся падений напряжений U_{VD2} на стабилитроне $VD2$ и $U_{\text{бэ}\,VT3}$ силового транзистора $VT3$, то есть $U_{R5} = U_{VD2} + U_{\text{бэ}\,VT3} = const$. Тогда и ток I_{R5} через резистор $R5$ является малоизменяющимся, то есть практически постоянным. Учитывая, что $I_{R5} = I_{\text{б}\,VT3} + I_{\text{к}\,VT4}$, то уменьшение $I_{\text{к}\,VT4}$ приводит к росту базового тока $I_{\text{б}\,VT3}$ транзистора $VT3$, что (в соответствии с выходными характеристиками биполярных транзисторов) при сохранении неизменного коллекторного тока

$I_{\text{к}\,VT3}$ приводит к уменьшению его падения напряжения коллектор-эмиттер $U_{\text{кэ}\,VT3}$. Это обеспечивает сохранение неизменным $U_{\text{вых}}$ при уменьшении $U_{\text{вх}}$, то есть в рассматриваемом устройстве наблюдается эффект стабилизации выходного напряжения.

В номинальном режиме работы КСН с НР мощность P_{VT3}, рассеиваемая на транзисторе $VT3$, равна

$$P_{VT3} = I_{\text{н}} \cdot U_{\text{кэ}\,VT3} = I_{\text{н}} \cdot (U_{R4} - U_{\text{бэ}\,VT1}).$$

Учитывая, что $U_{\text{бэ}\,VT1} \ll U_{R4}$, то последнее выражение можно записать в виде

$$P_{VT3} = I_{\text{н}} \cdot U_{R4},$$

то есть P_{VT3} является практически постоянной величиной. Более того, регулируя величину напряжения U_{R4} можно ее сделать незначительной. Напряжение U_{R4} должно обеспечивать линейный режим работы транзистора $VT3$ при минимально допустимых напряжениях $U_{\text{кэ}\,VT3}$.

В номинальном режиме работы КСН с НР мощность P_{VT1}, рассеиваемая на транзисторе $VT1$, равна

$$P_{VT1} = I_{\text{к}\,VT1} \cdot U_{\text{кэ}\,VT1} = I_{\text{к}\,VT1} \cdot (U_{\text{вх}} - U_{\text{кэ}\,VT3} - U_{L1} - U_{\text{вых}}),$$

где U_{L1} – падение напряжения на обмотке дросселя $L1$.

Учитывая, что $U_{\text{кэ}\,VT3}$ является малоизменяющейся величиной и $U_{\text{кэ}\,VT3} \ll$ $\ll (U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}})$ и величина U_{L1} примерно равна 0,1 В, то последнее выражение можно записать

$$P_{VT1} = I_{\text{к}\,VT1} \cdot (U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}). \quad (6.20)$$

Коллекторный ток $I_{к\,VT1}$ транзистора $VT1$ равен разности тока $I_{н}$ нагрузки и тока I_{R2} через шунтирующий резистор $R2$ с сопротивлением R_{R2}, то есть

$$I_{\text{к}\,VT1} = I_{\text{н}} - I_{R2}. \quad (6.21)$$

Учитывая, что

$$I_{R2} = \frac{U_{\text{кэ}\,VT1}}{R_{R2}} = \frac{(U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}})}{R_{R2}},$$

то выражение (6.21) можно записать в виде

$$I_{\text{к}\,VT1} = I_{\text{н}} - \frac{(U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}})}{R_{R2}}. \quad (6.22)$$

Отсюда следует, что при неизменном токе нагрузки $I_{\text{н}}$ вариация входного напряжения $U_{\text{вх}}$ КСН с НР от минимального $U_{\text{вх}\,min}$ до максимального $U_{\text{вх}\,max}$ значения коллекторный ток $I_{\text{к}\,VT1}$ транзистора $VT1$ изменяется от максимального значения, равного $I_{\text{н}}$, до минимального значения. Это позволяет задать правило выбора сопротивления R_{R2} резистора $R2$. Например, сопротивление резистора $R2$ выбирают таким, чтобы при максимальном входном напряжении

$U_{\text{вх}\,max}$ через шунтирующий резистор $R2$ протекал ток, равный току нагрузки (естественно, что при этом $I_{\text{к}\,VT1}$ равен нулю).

Уравнение (6.22) для этого режима можно записать

$$0 = I_{\text{н}} - \frac{(U_{\text{вх мах}} - U_{\text{вых}})}{R_{R2}}$$

или

$$R_{R2} = \frac{(U_{\text{вх мах}} - U_{\text{вых}})}{I_{\text{н}}}. \qquad (6.23)$$

С учетом уравнения (6.23) из формулы (6.22) следует

$$I_{\text{к}\,VT1} = I_{\text{н}} - (U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}})/(\frac{(U_{\text{вх мах}} - U_{\text{вых}})}{I_{\text{н}}}).$$

Теперь выражение (6.20) для определения мощности, рассеиваемой на силовом транзисторе $VT1$ можно записать в виде

$$P_{VT1} = I_{\text{н}} \cdot \left(1 - \frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх мах}} - U_{\text{вых}}}\right) \cdot (U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}). \qquad (6.24)$$

Уравнение (6.24) иллюстрирует тот факт, что зависимость мощности P_{VT1}, рассеиваемой на транзисторе $VT1$, от напряжения $U_{\text{кз}\,VT1} = U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}$ на этом транзисторе, определяется параболической зависимостью, имеющей максимум (рисунок 6.14).

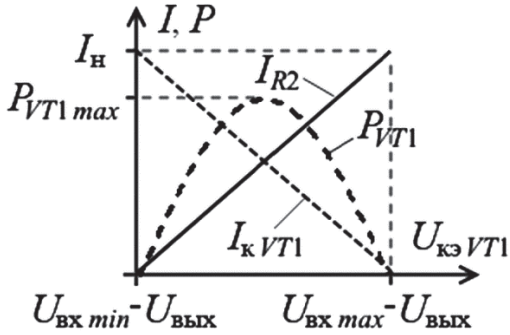


Рисунок 6.14 – Характерные диаграммы токов и мощности для КСН с НР

Для определения максимальной мощности $P_{VT1\,max}$, рассеиваемой на транзисторе $VT1$, необходимо приравнять нулю частную производную P_{VT1} по $(U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}})$, то есть исследовать функцию

$$\frac{\partial P_{VT1}}{\partial (U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}})} = 0.$$

После соответствующих преобразований этого уравнения можно записать

$$\frac{\partial P_{VT1}}{\partial (U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}})} = I_{\text{н}} \cdot \left(1 - \frac{2(U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}})}{U_{\text{вх мах}} - U_{\text{вых}}}\right) = 0.$$

Из этого уравнения следует, что максимум функция (6.24) имеет при

$$U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}} = \frac{(U_{\text{вх}\,max} - U_{\text{вых}})}{2}$$

а максимальная мощность $P_{VT1\,max}$ при этом определяется формулой

$$P_{VT1\,max} = \frac{1}{4} \cdot I_{\text{н}} \cdot (U_{\text{вх}\,max} - U_{\text{вых}}). \qquad (6.25)$$

Полученная формула (6.25) иллюстрирует положительный эффект от реализованных схемотехнических решений в рассмотренном КСН с НР, а именно, рассеиваемая мощность на регулирующем транзисторе в четыре раза уменьшилась благодаря шунтированию силового транзистора резистором.

6.7. Защита в компенсационных стабилизаторах напряжения с непрерывным регулированием

В рассматриваемых линейных стабилизаторах напряжения наиболее часто применяются три вида защиты:

- защита от превышения выходного напряжения;
- защита от понижения выходного напряжения;
- защита от перегрузки по току нагрузки и защита от короткого замыкания в нагрузке.

6.7.1. Защита от превышения выходного напряжения

Схемотехника защиты от превышения выходного напряжения базируется на введении в КСН с НР устройства сравнения, имеющего подобный со стабилизатором принцип построения, и исполнительного элемента, в качестве которого используется транзистор, тиристор или реле.

Схема защиты КСН с НР от превышения выходного напряжения показана на рисунке 6.15.

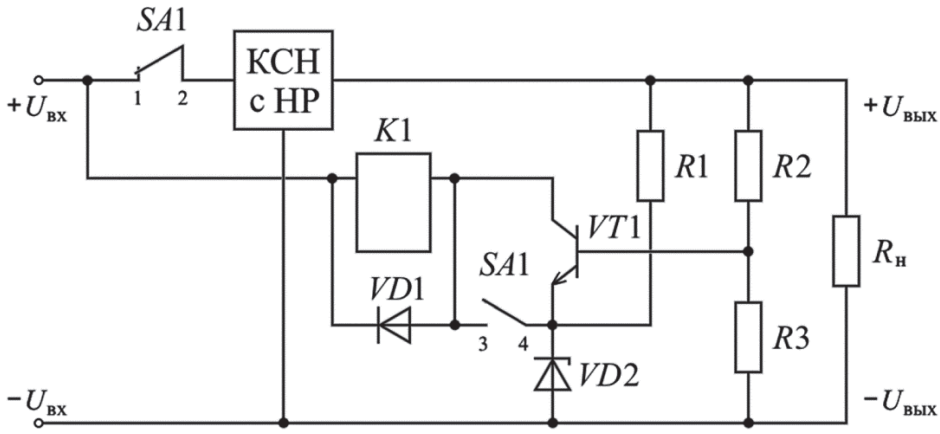


Рисунок 6.15 – Схема защиты КСН с НР от превышения выходного напряжения

Она состоит из реле $K1$, у которого имеются нормально замкнутые контакты 1 и 2 и нормально разомкнутые контакты 3 и 4 $SA1$, транзистора $VT1$,

включеного последовательно с обмоткой реле $K1$, которая зашунтирована диодом $VD1$, параметрического стабилизатора напряжения $R1VD2$ и делителя выходного напряжения $R2R3$.

В номинальном режиме работы КСН с НР транзистор $VT1$ закрыт, а значит по обмотке реле $K1$ ток не протекает и контакты $SA1$ находятся в указанном на схеме состоянии.

Конечный результат действия защиты состоит в том, что при по повышении выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ выше заданного максимального выходного напряжения $U_{\text{вых}\,max}$ нормально замкнутые контакты 1 и 2 $SA1$ размыкаются. При этом прекращается подача входного напряжения $U_{\text{вх}}$ на линейный стабилизатор напряжения постоянного тока.

Схемотехника защиты КСН с НР от превышения его выходного напряжения состоит в следующем.

При достижении выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ заранее заданного максимального выходного напряжения $U_{\text{вых}\,max}$ возрастает падение напряжения на резисторе $R3$ делителя выходного напряжения $R2R3$, включенного параллельно с нагрузкой $R_{\text{н}}$. Делитель напряжения $R2R3$ выполняет функцию датчика выходного напряжения $U_{\text{вых}}$. А падение напряжения на резисторе $R3$ определяет разность потенциалов между базой транзистора $VT1$ и минусовой шиной $-U_{\text{вых}}$.

Параметрический стабилизатор напряжения $R1VD2$ обепечивает неизменность разности потенциалов между эмиттером транзистора $VT1$ и минусовой шиной $-U_{\text{вых}}$.

Следовательно, при по повышении выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ выше заданного максимального выходного напряжения $U_{\text{вых}\,max}$ напряжение $U_{\text{бэ}}$ между базой и эмиттером транзистора $VT1$ возрастает, транзистор $VT1$ открывается и по цепи «$+U_{\text{вх}}$» → «обмотка реле $K1$» → «транзистор $VT1$» → «стабилитрон $VD2$» → «$-U_{\text{вх}}$» протекат ток. Диод $VD1$ пока закрыт.

Ток, протекающий через обмотку реле $K1$, обеспечивает размыкание нормально замкнутых контактов 1 и 2 и замыкание нормально разомкнутых контактов 3 и 4 $SA1$. А это, в свою очередь, прекратит подачу входного напряжения $U_{\text{вх}}$ на линейный стабилизатор напряжения постоянного тока и выключит транзистор $VT1$. ЭДС индукции, наводимая на обмотке реле $K1$, будет разряжаться через шунтирующий ее диод $VD1$.

Таким образом, напряжение на входе КСН с НР, а значит и на нагрузке $R_{\text{н}}$, будет снято.

Защита КСН с НР от превышения выходного напряжения выполнила свою функцию.

Другая схема защиты КСН с НР от превышения выходного напряжения показана на рисунке 6.16.

В этой схеме вход компенсационного стабилизатора напряжения с непрерывным регулированием зашунтирован тринистором $VS1$.

Принцип действия защиты состоит в том, что при по повышении выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ выше заданного максимального выходного напряжения

$U_{\text{вых}\,max}$ открывается тринистор $VS1$ и закорачивает вход КСН с НР, что приводит к резкому увеличению тока, протекающего через предохранитель $FU1$ и его перегреву и/или разрушению с последующим размыканием контактов внутри предохранителя, а значит к снятию входного напряжения $U_{\text{вх}}$ КСН с НР.

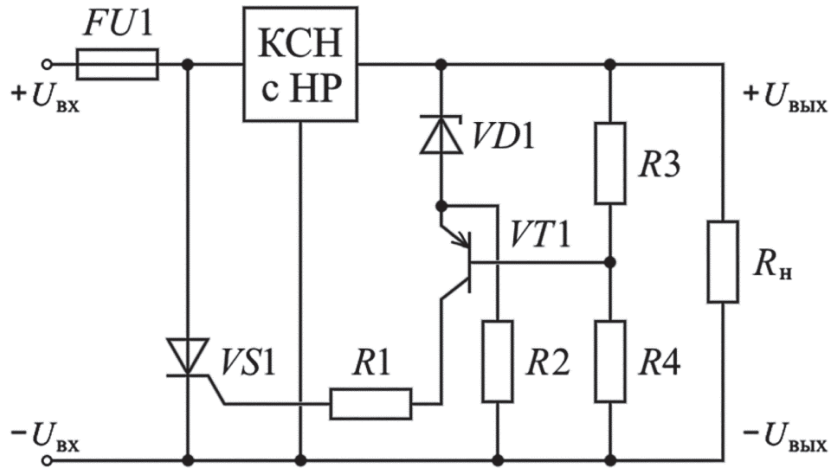


Рисунок 6.16 – Схема защиты КСН с НР от превышения выходного напряжения

Схемотехника рассматриваемой защиты КСН с НР от превышения его выходного напряжения состоит в следующем.

При достижении выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ заданного максимального выходного напряжения $U_{\text{вых}\,max}$, возрастает падение напряжения на резисторе $R3$ делителя выходного напряжения $R3R4$. Делитель напряжения $R3R4$ выполняет функцию датчика выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ и включен параллельно с нагрузкой $R_{\text{н}}$. А падение напряжения на резисторе $R3$ определяет разность потенциалов между плюсовой шиной $+U_{\text{вых}}$ и базой транзистора $VT1$.

Параметрический стабилизатор напряжения $R2VD1$ обепечивает неизменность разности потенциалов между плюсовой шиной $+U_{\text{вых}}$ и эмиттером транзистора $VT1$.

Следовательно, напряжение $U_{\text{бэ}}$ между базой и эмиттером транзистора $VT1$ возрастает, транзистор $VT1$ открывается и по цепи «$+U_{\text{вых}}$» → «стабилитрон $VD1$» → «транзистор $VT1$» → «токозадающий резистор $R1$» → «управляющий электрод тринистора $VS1$» → «катод тринистора $VS1$» → «$-U_{\text{вых}}$» протекат ток. Тринистор $VS1$ открывается и закорачивает вход КСН с НР, что приводит к резкому увеличению тока, протекающего через предохранитель $FU1$ и его перегреву и/или разрушению, а значит к снятию входного напряжения $U_{\text{вх}}$ КСН с НР.

Таким образом, напряжение на входе КСН с НР, а значит и на нагрузке $R_{\text{н}}$, будет снято.

Защита КСН с НР от превышения выходного напряжения выполнила свою функцию.

Схемы защиты КСН с НР от понижения выходного напряжения строятся практически аналогично рассмотренным схемам защиты от превышения выходного напряжения.

6.7.2. Защита компенсационных стабилизаторов напряжения с непрерывным регулированием от перегрузки по току нагрузки

Под защитой КСН с НР от перегрузки по току нагрузки понимают защиту, которая срабатывает при достижении номинальным током $I_{\text{н}}$ нагрузки заранее установленного (заданного) значения максимального тока $I_{\text{н}\,max}$ нагрузки. Например, номинальный ток нагрузки составляет 1,0 А, а максимальный ток нагрузки $I_{\text{н}\,max}$, часто называемый порогом срабатывания, который допустим в конкретных условиях применения, например, равен $I_{\text{н}\,max} = 1{,}2$ А.

Иногда реализуется защита КСН с НР от короткого замыкания в нагрузке $R_{\text{н}}$, под которой понимают защиту, которая срабатывает при превышении током нагрузки $I_{\text{н}}$ номинального тока нагрузки $I_{\text{ном}}$. Причем величина тока нагрузки в этом случае не контролируется и может достигать недопустимо больших значений, что вызывает полное или частичное разрушение всего КСН с НР.

Вопросу зависимости выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ устройства от его тока нагрузки $I_{\text{н}}$, то есть зависимости $U_{\text{вых}} = f(I_{\text{н}})$, при разработке схемы защиты КСН с НР от перегрузки по току уделяется особое внимание (рисунок 6.17).

Защита может быть выполнена с ограничением на постоянном токе нагрузки, называемом в этом режиме током короткого замыкания $I_{\text{кз}}$ и превышающем номинальное значение тока нагрузки $I_{\text{ном}}$ (рисунок 6.17, *а*), или же с резким уменьшением тока нагрузки $I_{\text{н}}$ до тока нагрузки $I_{\text{кз}\,0}$, значительно меньшим тока короткого замыкания $I_{\text{кз}}$ (рисунок 6.17, *б*).

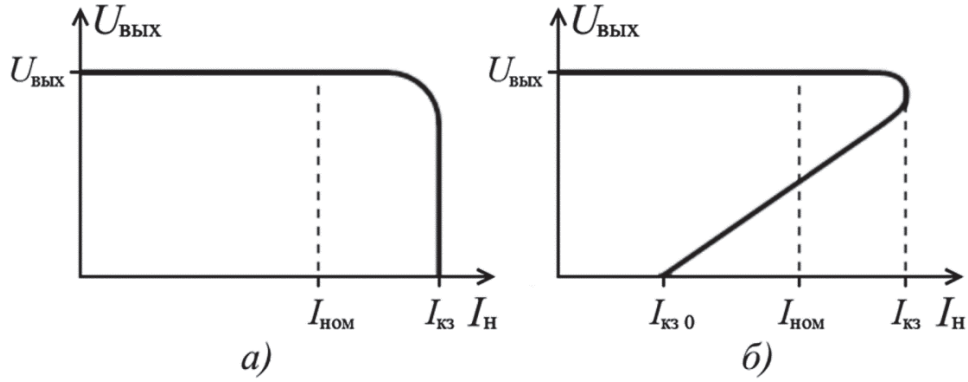


Рисунок 6.17 – Характерные зависимости выходного напряжения КСН с НР при их защите от перегрузки по току:
а – с постоянной мощностью, рассеиваемой на регулирующем транзисторе;
б – с ограничением мощности, рассеиваемой на регулирующем транзисторе

В первом случае (рисунок 6.17, *а*) режим перегрузки КСН с НР по току характеризуется большой мощностью, выделяемой на регулирующем транзисторе, так как ток короткого замыкания $I_{\text{кз}}$ существенно превышает номинальный ток нагрузки $I_{\text{ном}}$. Ведь мощность, рассеиваемая на регулирующем транзисторе, согласно закону Джоуля – Ленца, пропорциональна квадрату силы тока, протекающего через него. Это обуславливает целесообразность выключения напряжения питания на входе КСН с НР.

Во втором случае (рисунок 6.17, *б*), мощность, рассеиваемая на регулирующем транзисторе КСН с НР (при достижения током нагрузки тока короткого замыкания $I_{кз}$), значительно меньше мощности, рассеиваемой на регулирующем транзисторе при номинальном токе $I_{ном}$ нагрузки. Система защиты переводит КСН с НР в режим, при котором на регулирующем транзисторе рассеивается меньше мощность, чем в режиме с ограничением на постоянном токе нагрузки, поэтому снятие со входа линейного стабилизатора напряжения входного напряжения не обязательно.

На рисунке 6.18 приведена схема защиты КСН с НР по току нагрузки с ограничением на постоянном токе $I_{кз}$ и последующим выключением питания $U_{вх}$.

Принцип действия защиты и ее схемотехника во многом совпадают с ранее рассмотренными устройствами.

КСН с НР на рисунке 6.18 показан только регулирующим элементом, построенным на двух биполярных транзисторах $VT2.1$ и $VT2.2$, включенных по схеме Дарлингтона, и блока управления. Стабилизатор напряжения выделен пунктирной линией. Остальные электрорадиоэлементы, кроме конденсатора $C1$, относятся к системе защиты.

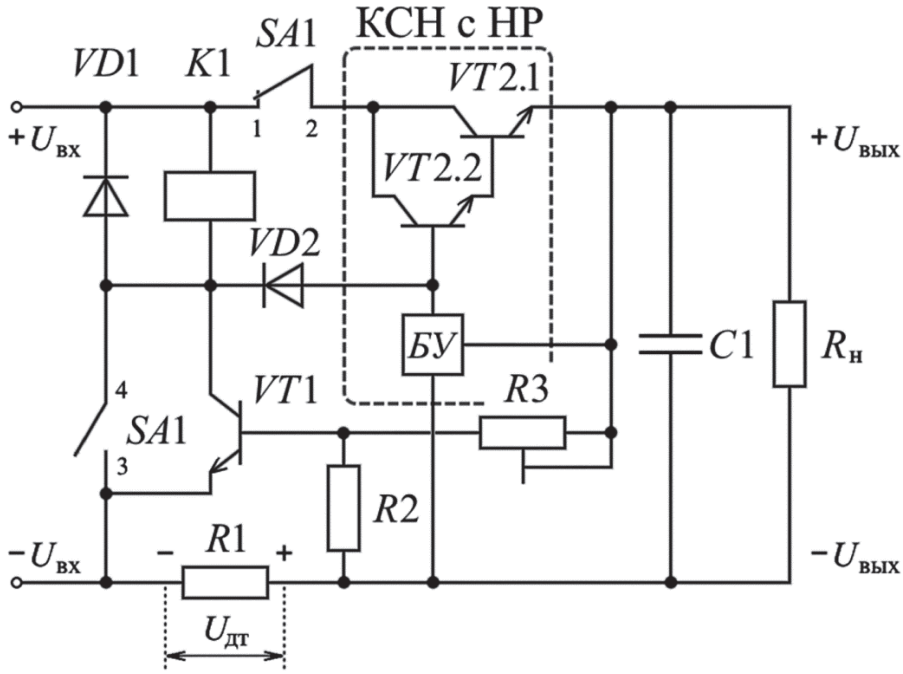


Рисунок 6.18 – Схема защиты КСН с НР по току нагрузки с ограничением на постоянном токе $I_{кз}$ и последующем выключением напряжения питания

Система защиты состоит из реле $K1$, у которого имеются нормально замкнутые контакты 1 и 2 и нормально разомкнутые контакты 3 и 4 $SA1$, транзистора $VT1$, включеного последовательно с обмоткой реле $K1$, которая зашунтирована диодом $VD1$, низкоомного резистора $R1$, выполняющего функцию датчика тока нагрузки, делителя $R2R3$ выходного напряжения $U_{вых}$ и защитного диода $VD2$.

В номинальном режиме работы КСН с НР транзистор $VT1$ закрыт, а значит по обмотке реле $K1$ ток не протекает и контакты $SA1$ находятся в указанном на

схеме состоянии. При этом регулирующий элемент КСН с НР открыт и его рабочая точка на коллекторной характеристике находится в активной области. Падение напряжения на резисторах $R1$ и $R2$ определяет напряжение между базой и эмиттером транзистора $VT1$, то есть задает его режим работы (открыт или закрыт транзистор $VT1$).

А делитель $R2R3$ выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ определяет падение напряжения на резисторе $R2$, которое вместе с напряжением на резисторе $R1$, задает режим работы транзистора $VT1$.

При повышении тока нагрузки до тока короткого замыкания $I_{\text{кз}}$, превышающем номинальный ток нагрузки $I_{\text{ном}}$ (рисунок 6.17), падение напряжения $U_{\text{дт}}$ на резисторе $R1$ (рисунок 6.18), выполняющем функцию датчика тока нагрузки, увеличивается, а значит увеличивается напряжение $U_{\text{бэ}}$ транзистора $VT1$ и он открывается. Через обмотку реле $K1$ протекает ток, контакты 1 и 2 и 3 и 4 $SA1$ переключаются и со входа КСН с НР снимается напряжение $U_{\text{вх}}$. ЭДС индукции, наводимая на обмотке реле $K1$, будет разряжаться через шунтирующий ее диод $VD1$. Диод $VD2$ служит для исключения попадания положительного напряжения на базу составного транзистора $VT2.1$ и $VT2.2$.

На рисунке 6.19 приведена схема защиты КСН с НР по току нагрузки с ограничением мощности, рассеиваемой на регулирующем транзисторе, и без последующего отключения напряжения питания $U_{\text{вх}}$.

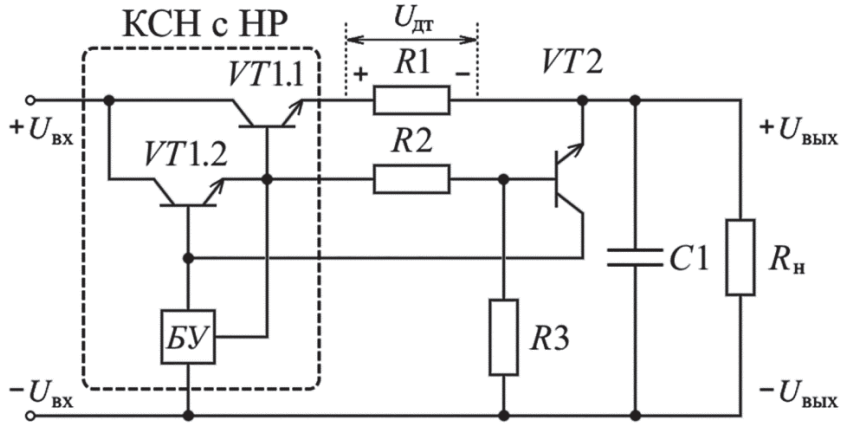


Рисунок 6.19 – Схема защиты КСН с НР по току нагрузки с малым потреблением тока и без выключения напряжения питания

КСН с НР на рисунке 6.19 показан только регулирующим элементом, построенным на двух биполярных транзисторах $VT1.1$ и $VT1.2$, включенных по схеме Дарлингтона, и блока управления. Стабилизатор напряжения выделен пунктирной линией. Остальные электрорадиоэлементы, кроме конденсатора $C1$, относятся к системе защиты.

Система защиты состоит из транзистора $VT2$, низкоомного резистора $R1$, выполняющего функцию датчика тока нагрузки $I_{\text{н}}$, и резисторов $R2$ и $R3$.

В номинальном режиме работы КСН с НР транзистор $VT2$ закрыт. При этом регулирующий элемент КСН с НР открыт и его рабочая точка на коллекторной характеристике находится в активной области.

При номинальном токе нагрузки напряжение $U_{бэ}$ между базой и эмиттером транзистора $VT2$ равно сумме напряжений на резисторе $R1$ (датчике тока нагрузки), переходе эмиттер-база транзистора $VT1.1$ и резисторе $R2$. Величина этого напряжения должна быть недостаточной для включения транзистора $VT2$.

Однако при перегрузке по току нагрузки, падение напряжения $U_{дт}$ на резисторе $R1$ увеличивается и транзистор $VT2$ открывается, шунтируя эммитер-базу составного транзистора $VT1.1$ и $VT1.2$. Это приводит уменьшению выходного напряжения КСН с НР, что, в свою очередь, приводит к уменьшению отрицательного потенциала, поступающего на базу транзистора $VT2$, что позволяет поддерживать его в открытом состоянии при малом токе $I_{кз\ 0}$ нагрузки.

6.8. Интегральные стабилизаторы с непрерывным регулированием

В настоящее время для построения стабилизаторов напряжения имеется чрезвычайно широкая номенклатура интегральных микросхем как отечественного, так и импортного производства.

Исторически серийное производство таких ИМС восходит к 1967 году. С тех пор интегральные стабилизаторы напряжения являются неотъемлемой частью РЭС, тактико-технические характеристики и параметры которых в значительной степени определяют достоверность и стабильность питающих напряжений.

Последнее десятилетие характеризуется бурным развитием и широким применением автономных устройств и систем с батарейным питанием. Это мобильные средства связи, портативные компьютеры, микроконтроллеры, электрокардиостимуляторы, видеокамеры слежения и т. д. Особенность энергообеспечения таких устройств и систем предопределена использованием низковольтных напряжений, например, 5,0 В, 3,3 В, 2,5 В, 2,0 В, 1,8 В.

Очевидно, что при использовании стандартных линейных стабилизаторов напряжения КПД преобразования будет малым.

Поэтому особым спросом для электропитания устройств и систем с батарейным питанием пользуются линейные стабилизаторы с малым падением напряжения на регулирующем элементе, которые часто называют LDO-стабилизаторами. Стабилизаторы с малым падением напряжения используют в качестве регулирующего элемента биполярный или полевой транзистор (одиночный либо составной). Падение напряжения в стабилизаторах напряжения LDO составляет десятые доли вольта, что, безусловно, расширяет область применения LDO-стабилизаторов. При этом в полной мере реализуются преимущества LDO-стабилизаторов – малое падение напряжение, высокое быстродействие, наличие сервисных функций, различные и гибкие режимы энергосбережения и т. д.

В номенклатуре радиоэлектронных компонент, доступной разработчикам ИЭП, имеется более тысячи типов LDO-стабилизаторов, отличающихся значениями минимального падения напряжения на регулирующем элементе, диапазоном входного напряжения, диапазоном выходных напряжений и токов, числом каналов, собственным током потребления, уровнем шумов, а также наличием сервисных функций.

В ИЭП широко используются интегральные микросхемы. Например, в число, наверное, наиболее распространенных ИМС можно отнести отечественные микросхемы 142 серии. Эти ИМС выпускаются двух основных типов: с регулируемым выходным напряжением и фиксированным выходным напряжением. В интегральных стабилизаторах первого типа отсутствует резистивный делитель. В то же время имеются выводы от функциональных узлов ИМС, что расширяет область их применения за счёт включения дополнительных внешних электронных компонентов. Интегральные стабилизаторы напряжения с фиксированным выходным напряжением представляют собой функционально законченные микросхемы. Они отличаются бóльшей мощностью по сравнению с первым типом. Кроме того, стабилизаторы, построенные с использованием микросхем второго типа, повышают надёжность РЭС благодаря тому, что они не требуют включения дополнительных внешних электрорадиокомпонентов.

Интегральные стабилизаторы дешевы, удобны в использовании и надежны. Практически все они имеют встроенные цепи защиты:

- защиту от перегрузки по току и/или короткого замыкания в нагрузке;
- тепловую защиту;
- схему коррекции области безопасной работы регулирующего транзистора.

Применение интегральных стабилизаторов упрощает схемотехнику ИЭП и позволяет улучшить их электрические эксплуатационные параметры.

В настоящее время компенсационные стабилизаторы на дискретных компонентах в области малых и средних мощностей полностью вытеснены стабилизаторами в интегральном исполнении. В микросхемах предусмотрено лишь несколько выводов для подсоединения шин питания и реализации сервисных функций, несмотря на сложное внутреннее устройство стабилизатора. Например, широко распространены стабилизаторы всего с тремя выводами: для входа, для выхода и для подключения к общему проводу. При необходимости увеличения рассеиваемой мощности на интегральной микросхеме стабилизатора ее крепят на радиатор или тепловую трубу. Для этой цели в пластиковом корпусе микросхемы обычно предусматривают металлическую площадку, которая имеет хороший тепловой контакт с полупроводниковым кристаллом. Если регулирующий прибор, встроенный в интегральный стабилизатор, неспособен отдать в нагрузку требуемую мощность, то к микросхеме допустимо подключить внешний транзистор.

К выходу интегральных стабилизаторов напряжения не следует подключать конденсаторы большой емкости, поскольку, если в стабилизатор встроена система защиты от короткого замыкания, то она отключит микросхему при перегрузке по току, вызванной зарядом конденсатора, а если система защиты отсутствует, то может быть выведен из строя силовой транзистор.

Подробно параметры интегральных стабилизаторов напряжения и типовые схемы их включения приведены в справочной литературе. Далее показаны некоторые схемы лишь в порядке иллюстрации.

На рисунке 6.20 приведена принципиальная схема КСН с НР с использованием микросхемы К142ЕН1 (микросхема обведена штриховой линей). Регулирующий элемент микросхемы выполнен на транзисторах $VT7$ и $VT8$, включенных по схеме Дарлингтона. Источник опорного напряжения выполнен на элементах $VT1, VD1, VT2, R1, R2$ и $VD2$. Опорное напряжение снимается между выводами 6 и 8 микросхемы.

Полевой транзистор $VT1$ и стабилитрон $VD1$ представляют собой параметрический стабилизатор напряжения постоянного тока. Транзистор $VT2$ и резисторы $R1, R2$ обеспечивают получение требуемого эталонного (опорного) напряжения ($U_{эт} = 2{,}4$ В). Диод $VD2$ осуществляет температурную стабилизацию опорного напряжения. Усилитель постоянного тока выполнен на транзисторах $VT4$ и $VT5$ по несимметричной дифференциальной схеме. Коллекторной нагрузкой транзистора $VT5$ является полевой транзистор $VT3$. Напряжение на резисторе $R3$ равно $U_{эт}$.

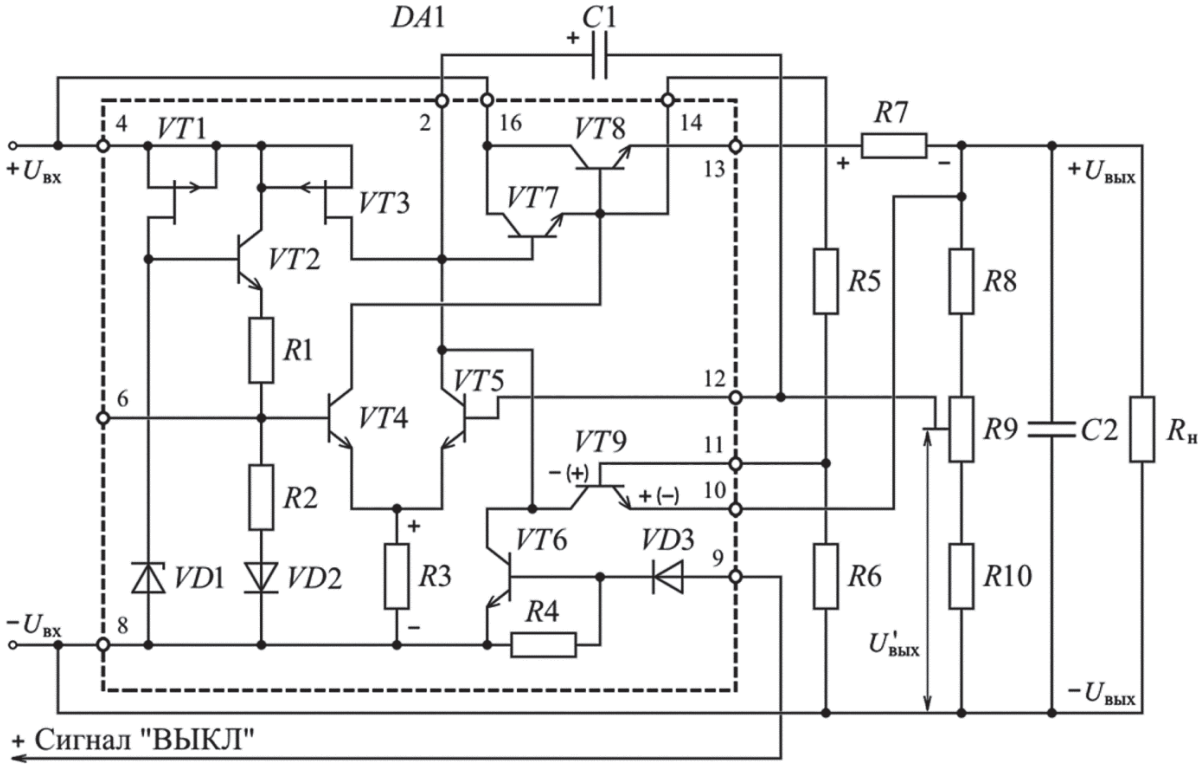


Рисунок 6.20 – Схема КСН с НР на базе микросхемы К142ЕН1

Для защиты стабилизатора от короткого замыкания и перегрузок по току в схему ИМС включен транзистор $VT9$.

В микросхеме предусмотрена возможность выключения стабилизатора внешним сигналом. Для этой цели используется транзистор $VT6$.

Для работы интегрального стабилизатора напряжения необходимо подключить к схеме делитель обратной связи $R8R9R10$, выходной конденсатор $C_н$ и резисторы схемы защиты $R5, R6$ и $R7$.

Принцип действия СН заключается в следующем. При изменении входного напряжения, например, увеличении, в первый момент времени увеличиваются выходное напряжение и напряжение $U'_{вых}$ на нижнем плече делителя

напряжения (нижняя часть резистора $R9$ и резистор $R10$). Положительный потенциал на базе транзистора $VT5$ и его базовый и коллекторный токи также увеличиваются, что приводит к уменьшению токов базы транзисторов $VT7$ и $VT8$, которые запираются, а напряжение коллектор – эмиттер транзисторов $VT7$ и $VT8$ возрастает.

Увеличение падения напряжения на составном транзисторе (транзисторы $VT7$ и $VT8$) приводит, в свою очередь, к уменьшению выходного напряжения КСН с НР, то есть $U_{\text{вых}}$ останется неизменным.

Принцип действия защиты стабилизатора от короткого замыкания и перегрузки по току основан на запирании составного регулирующего транзистора. В номинальном режиме, когда напряжение на резисторе $R7$ (датчике тока) меньше напряжения на резисторе $R5$, база транзистора $VT9$ имеет отрицательный потенциал по отношению к его эмиттеру и транзистор $VT9$ закрыт. При токовой перегрузке или при коротком замыкании на выходе СН возрастает напряжение на резисторе $R7$. Как только напряжение на резисторе $R7$ превысит напряжение на резисторе $R5$, потенциал базы транзистора $VT9$ станет положительным по отношению к его эмиттеру, транзистор $VT9$ открывается и его базовый и коллекторный токи увеличиваются. Увеличение коллекторного тока транзистора $VT9$ приводит к уменьшению токов базы транзисторов $VT7$ и $VT8$, они запираются, что вызывает уменьшение тока нагрузки.

Как следует из принципа действия схемы защиты, ток нагрузки, при котором происходит срабатывание, зависит от сопротивления резистора $R7$. Чем меньше сопротивление резистора $R7$, тем при больших токах нагрузки срабатывает схема защиты.

На рисунке 6.17, *б* изображена зависимость выходного напряжения от тока нагрузки стабилизатора.

КСН с НР работает в режиме стабилизации напряжения при токах нагрузки, не превышающих номинальный ток нагрузки $I_{\text{н ном}}$.

При токах нагрузки, превышающих максимальный ток нагрузки $I_{\text{н max}}$, начинает работать схема защиты и стабилизатор переходит в режим ограничения тока. При этом ток нагрузки уменьшается до минимального тока $I_{\text{кз 0}}$.

Для выключения стабилизатора на базу транзистора $VT6$ (вывод 9) подаётся внешний положительный сигнал. Транзистор $VT6$ открывается, а составной регулирующий транзистор (транзисторы $VT7$ и $VT8$) запирается и напряжение на выходе стабилизатора уменьшается до нуля.

Интегральные микросхемы типа К142ЕН3 и К142ЕН4 обеспечивают выходные напряжения в диапазоне от 3 В до 30 В. Максимально допустимый ток составляет 1 А.

Максимальная мощность микросхемы без дополнительного теплопровода составляет 1,4 Вт (при температуре окружающей среды $+50$ °С).

Типовая схема включения микросхем К142ЕН3 и К142ЕН4 приведена на рисунке 6.21.

Интегральные микросхемы типа К142ЕН5А и К142ЕН5Б обеспечивают фиксированные значения выходных напряжений 5 В и 6 В, соответственно.

Максимально допустимый ток нагрузки не превышает 3 А. Максимально допустимая мощность для этих схем без применения дополнительного теплоотвода составляет 1,2 Вт (при температуре окружающей среды +50 ℃).

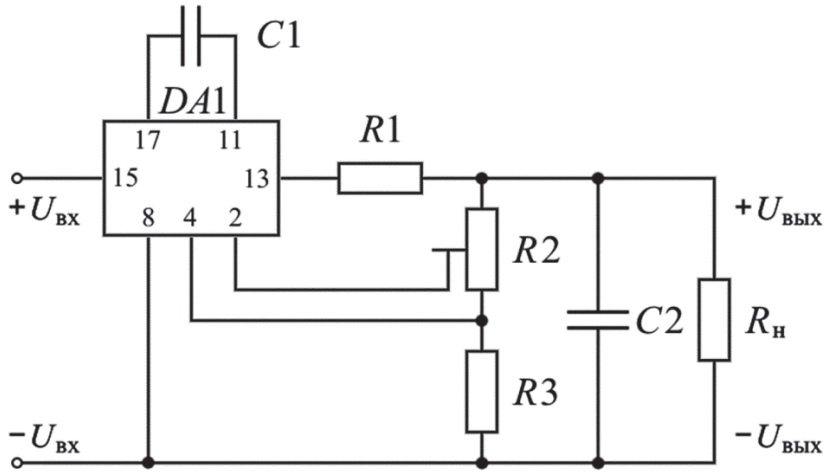


Рисунок 6.21 – Типовая схема включения микросхем К142ЕН3 и К142ЕН4

Интегральные микросхемы типа К142ЕН5А и К142ЕН5Б обеспечивают фиксированные значения выходных напряжений 5 В и 6 В, соответственно. Максимально допустимый ток нагрузки не превышает 3 А. Максимально допустимая мощность для этих схем без применения дополнительного теплоотвода составляет 1,2 Вт (при температуре окружающей среды +50 ℃).

В стабилизаторах с фиксированным выходным напряжением уровень выходного напряжения задан с помощью встроенного делителя выходных напряжений. Типовая схема включения содержит только два внешних элемента – конденсаторы $C1$ и $C2$, величины которых указываются в паспортных характеристиках ИМС. С помощью конденсатора $C2$ обеспечивается устойчивость стабилизатора при импульсном изменении тока нагрузки. Входной конденсатор $C1$ необходим для подавления высокочастотных помех первичной сети и устранения возможной генерации при скачкообразном включении входного напряжения.

Схема включения ИМС К142ЕН5А и К142ЕН5Б приведена на рисунке 6.22.

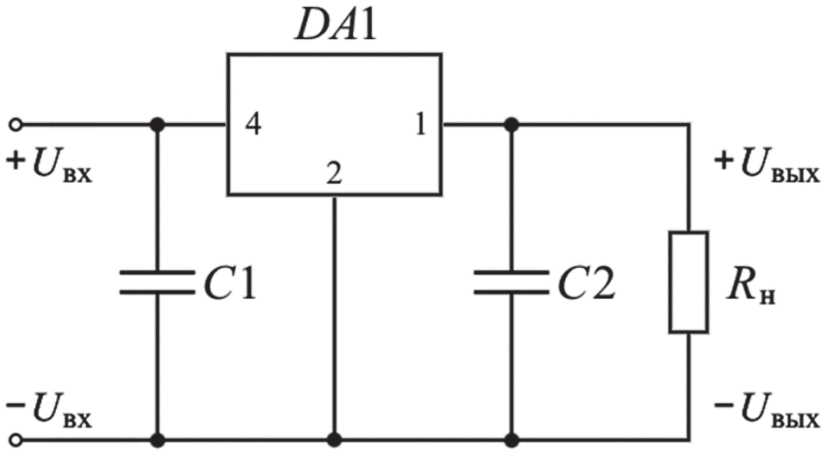


Рисунок 6.22 – Типовая схема включения микросхем К142ЕН5А и К142ЕН5Б

Интегральные микросхемы К142ЕН6 дают возможность получить двуполярное стабилизированное напряжение в диапазоне ±(4…25 В при максимальном токе нагрузки до 0,2 А. Схема стабилизатора на микросхеме К142ЕН6 приведена на рисунке 6.23.

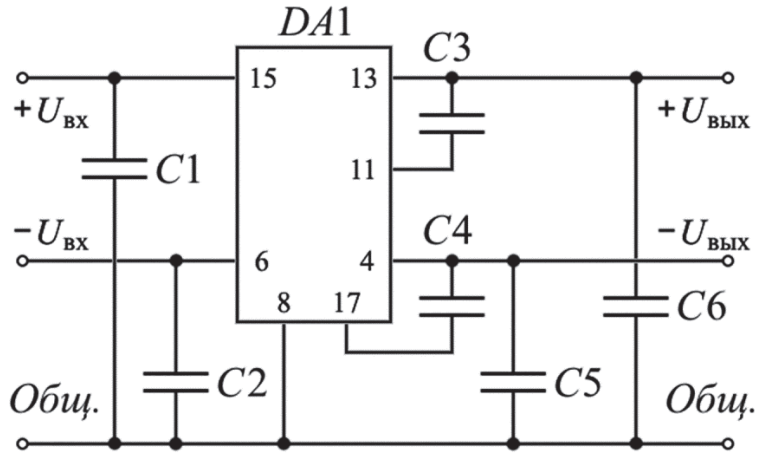


Рисунок 6.23 – Типовая схема включения микросхем К142ЕН6

Микросхемы К142ЕН10 дают возможность получить стабилизированное напряжение отрицательной полярности. Схема включения микросхемы К142ЕН10 приведена на рисунке 6.24.

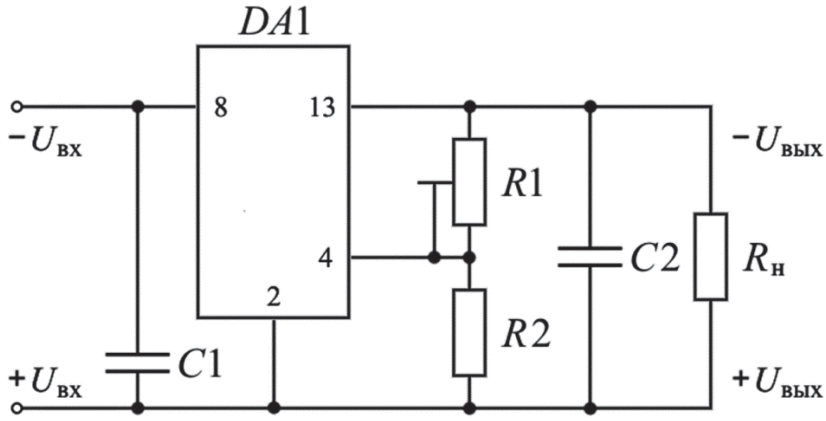


Рисунок 6.24 – Типовая схема включения микросхемы К142ЕН10

Если микросхемы интегральных стабилизаторов напряжения не могут обеспечить необходимый ток нагрузки, то подключается внешний дополнительный регулирующий транзистор.

6.9. Практическая схема линейного стабилизатора напряжения постоянного тока

На рисунке 6.25 показана схема КСН с НР, предложенная Е.А. Москатовым, которая нашла широкое практическое применение.

Эта схема реализует линейный стабилизатор напряжения постоянного тока с последовательным включением регулирующего элемента и нагрузки. РЭ

построен на транзисторах $VT2$, $VT3$ и $VT4$, включенных по схеме Дарлингтона. Резисторы $R3$ и $R4$ определяют положение рабочей точки транзисторов $VT3$ и $VT4$ на их коллекторных характеристиках, соответственно. Такое построение РЭ позволяет управлять большим током, протекающим через транзистор $VT4$, сравнительно небольшим током базы транзистора $VT2$.

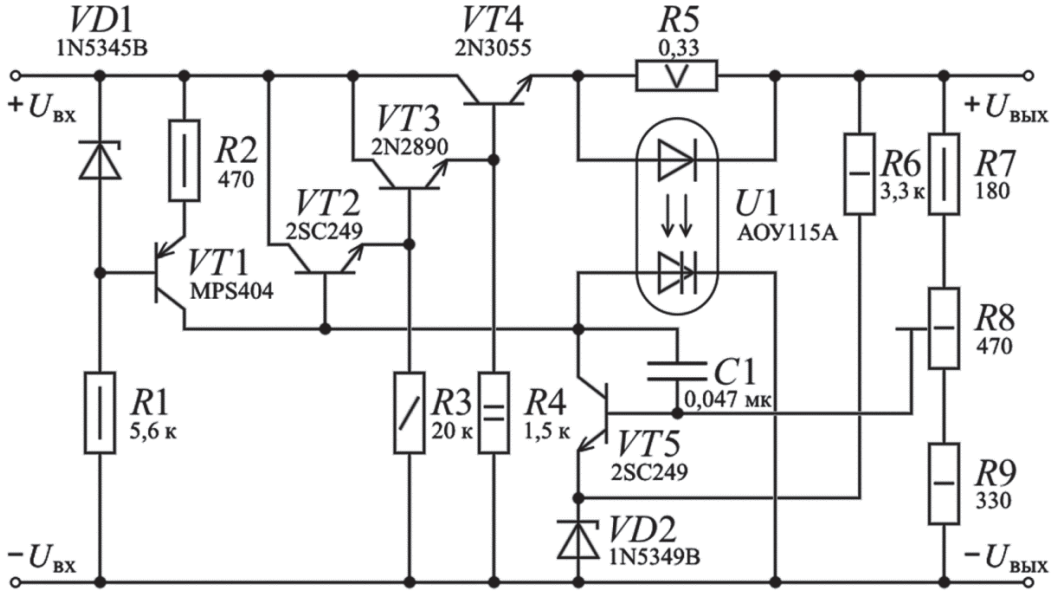


Рисунок 6.25 – Принципиальная электрическая схема линейного стабилизатора напряжения постоянного тока

Параметрический стабилизатор тока построен на следующих электрорадиоэлементах: транзистор $VT1$, резисторы $R1$ и $R2$, стабилитрон $VD1$.

Датчик выходного напряжения реализован на резисторах $R7$, $R8$ и $R9$. Причем резистор $R8$ является потенциометром и позволяет регулировать выходное напряжение $U_{\text{вых}}$.

Параметрический стабилизатор напряжения $R6VD2$ формирует опорное (стабильное) напряжение, которое приложено между эмиттером усилительного транзистора $VT5$, включенного по схеме с общим эмиттером, и минусовой шиной. Напряжение между базой усилительного транзистора $VT5$ и минусовой шиной определяется напряжением между движком потенциометра $R8$ и минусовой шиной.

Конденсатор $C1$ служит для повышения устойчивости усилителя постоянного тока, построенного на транзисторе $VT5$.

Резистор $R5$, имеющий сопротивление 0,33 Ом, является датчиком тока нагрузки и формирует управляющее напряжение для оптрона $U1$, у которого при номинальных режимах работы КСН с НР светодиод и фотодинистор находятся в выключенном состоянии.

Принцип действия этого КСН с НР можно описать следующим образом.

Пусть выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ увеличилось. Тогда напряжение $U_{\text{бэ}}$ между базой и эмиттером усилительного транзистора $VT5$ тоже увеличилось. Согласно входной характеристике биполярного транзистора возрастет базовый, а значит и коллекторный ток транзистора $VT5$.

Благодаря наличию параметрического стабилизатора тока изменения коллекторного тока транзистора $VT5$ и базового тока транзистора $VT2$ практически одинаковы по величине, но противоположны по знаку, то есть базовый ток транзистора $VT2$ уменьшился.

Согласно коллекторной характеристике биполярного транзистора с уменьшением его базового тока рабочая точка смещается ближе к области отсечки, то есть падение напряжения на регулирующем транзисторе увеличилось. Следовательно, выходное напряжение возвращается к номинальному значению, а значит реализован эффект стабилизации выходного напряжения.

Система защиты от перегрузки по току работает следующим образом. Если ток нагрузки $I_{\text{н}}$ превысит номинальный $I_{\text{ном}}$ и достигнет тока короткого замыкания $I_{\text{кз}}$, то на резисторе $R5$ будет падать напряжение, величина которого будет достаточной для зажигания светодиода оптрона $U1$. Этот светодиод откроет фотодинистор, который соединит базу транзистора $VT2$ с «$-U_{\text{вх}}$», то есть с минусовой шиной. Это приведет к переходу рабочей точки составного транзистора $VT2$, $VT3$ и $VT4$ в режим отсечки, то есть он закрывается.

Таким образом, система защиты КСН с НР от перегрузки по току выполнила свою функцию.

6.10. Контрольные вопросы

1. Какие устройства называются линейными стабилизаторами напряжения и стабилизаторами тока?
2. По каким параметрам классифицируют линейные стабилизаторы напряжения?
3. Почему компенсационные стабилизаторы напряжения с непрерывным регулированием называют линейными?
4. Нарисуйте структурные схемы линейных стабилизаторов напряжения с последовательным и параллельным включением регулирующего транзистора и нагрузки.
5. Как определяются динамическое сопротивление и коэффициент стабилизации выходного напряжения по входному КСН с НР?
6. Объясните физические процессы в КСН с НР при возрастании входного напряжения.
7. Какие существуют схемотехнические методы улучшения основных параметров КСН с НР?
8. Покажите область на коллекторной характеристике биполярного транзистора, в которой находится рабочая точка регулирующего (силового, проходного) транзистора в устройствах с непрерывным регулированием.
9. Объясните принцип действия линейного стабилизатора напряжения с динамической нагрузкой.
10. Объясните принцип действия линейного стабилизатора напряжения с дополнительным стабилизированным питанием усилителя постоянного тока.

11. Объясните принцип действия линейного стабилизатора напряжения с термокомпенсацией опорного напряжения.
12. Нарисуйте и объясните принцип действия линейного стабилизатора тока.
13. Как включены датчик напряжения в КСН с НР и датчик тока в КСТ с НР?
14. Какие требования предъявляются к датчикам напряжения и тока?
15. Может ли выходное напряжение линейного стабилизатора напряжения быть меньше опорного напряжения?
16. В каком случае целесообразно строить КСН с НР на дискретных компонентах, а не на интегральных микросхемах?
17. Как осуществляется умощнение КСН с НР построенных с использованием интегральных микросхем?
18. Нарисуйте функциональную схему линейного стабилизатора напряжения и получите в аналитическом виде выражения для определения его динамического сопротивления и коэффициента стабилизации, а также связи изменений эталонного и выходного напряжений.
19. Нарисуйте типовую схему линейного стабилизатора напряжения на микросхеме К142ЕН1.
20. Найдите в технической литературе и/или информационной системе Internet 6 ... 8 типов микросхем отечественного и зарубежного производства для построения линейных стабилизаторов напряжения. Проанализируйте их взаимозаменяемость.
21. Зачем КСН с НР и с последовательным включением регулирующего элемента и нагрузки иногда РЭ выполняется в виде двух последовательно включенных транзисторов?
22. Зачем КСН с НР и с последовательным включением регулирующего элемента и нагрузки иногда РЭ выполняется в виде двух параллельно включенных транзисторов?
23. Зачем КСН с НР и с последовательным включением регулирующего элемента и нагрузки иногда регулирующий транзистор шунтируют резистором?
24. Зачем в радиоэлектронных устройствах используются оптроны?
25. Зачем в линейных стабилизаторах напряжения регулирующий транзистор включается по схеме Дарлингтона?
26. Как изменяется коллекторный ток биполярного транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, при увеличении его базового тока?
27. Какую роль выполняет параметрический стабилизатор напряжения в линейных стабилизаторах напряжения?
28. Какую роль выполняет параметрический стабилизатор тока в линейных стабилизаторах напряжения?

ГЛАВА 7.
ИНВЕРТОРЫ

Преобразование энергии постоянного тока в энергию переменного тока называется инвертированием, а электронные устройства, осуществляющие такое преобразование, – инверторами (Инв) или DC/AC преобразователями.

Дословный перевод слова инвертор (лат. Inverto) – это поворачивать, переворачивать, преобразовывать, изменять.

Принцип инвертирования заключается в периодическом изменении полярности входного напряжения постоянного тока, питающего нагрузку, что обеспечивает протекание в нагрузке переменного тока. Для нормальной работы инвертора необходима коммутация его входного напряжения. Поэтому функционально необходимым элементом инверторов является электронный ключ. В инверторах малой и средней мощности в качестве такого ключа используются, как правило, транзисторы.

Транзисторы, работающие в режиме переключения, наиболее полно соответствуют модели идеального электронного ключа, так как имеют малое сопротивление (десятые-сотые доли Ома) в замкнутом состоянии и большое сопротивление ($10^5 \ldots 10^6$ Ом) в разомкнутом состоянии. Причем основное время периода коммутации рабочая точка транзистора находится в названных предельных режимах, когда мощность, рассеиваемая на транзисторе, мала. Лишь при переходе рабочей точки, например, биполярного транзистора из режима насыщения в режим отсечки и обратно, его рабочая точка проходит через активную область, то есть через область с достаточно большой мощностью, рассеиваемой на транзисторе. Естественно, что при коммутации транзистора время его переключения существенно меньше времени нахождения транзистора в режиме насыщения или отсечки. Такая организация траектории движения рабочей точки транзистора по его области безопасной работы снижает потери мощности на транзисторе, что обеспечивает высокий КПД инверторов, достигающий 90 %.

Инверторы классифицируются по ряду признаков, основными из которых являются следующие:

- тип коммутирующего полупроводникового прибора (транзистор или тиристор), то есть на транзисторные или тиристорные инверторы;
- род преобразуемой величины (ток или напряжение), то есть на инверторы тока или инверторы напряжения;
- принцип управления коммутирующими полупроводниковыми приборами (инверторы с самовозбуждением и инверторы с внешним возбуждением);
- принцип выбора частоты коммутации (автономные инверторы и зависимые инверторы, которые часто называют инверторами, ведомыми сетью);
- число фаз выходного напряжения (однофазные и трехфазные инверторы);
- тактность (однотактные и двухтактные инверторы).

7.1. Силовая часть инверторов

Эксплуатационные и энергетические характеристики инверторов в значительной степени определяются их силовой частью.

Силовая часть однотактных инверторов представляет собой последовательное включение коммутирующего элемента и нагрузки.

На рисунке 7.1 показана схема силовой части однотактного транзисторного инвертора, питающего нагрузку $R_н$ через трансформатор $T1$.

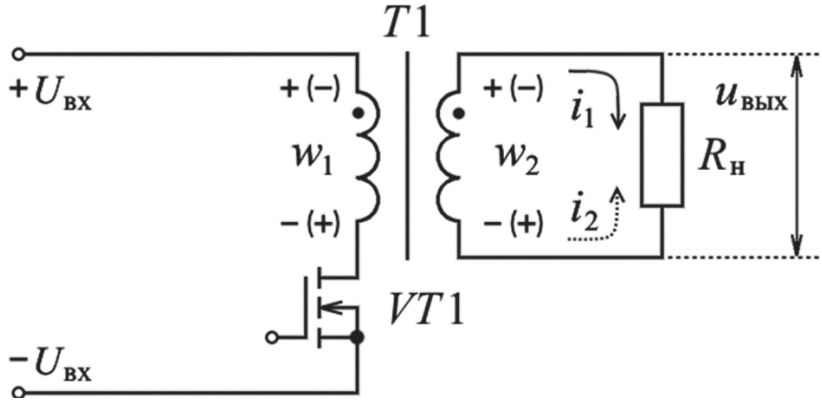


Рисунок 7.1 – Схема силовой части однотактного транзисторного инвертора

При полностью открытом транзисторе $VT1$ к первичной обмотке w_1 трансформатора $T1$ приложено входное (сетевое) напряжение $U_{вх}$, под действием которого по первичной обмотке w_1 протекает ток, создающий в магнитопроводе трансформатора поток магнитной индукции $Ф$. Этот поток магнитной индукции наводит ЭДС на первичной w_1 и вторичной w_2 обмотках трансформатора $T1$ включенных, например, согласно. На рисунке 7.1 это показано точками на первичной и вторичной обмотках w_1 и w_2, соответственно. Полярность наведенных ЭДС на обмотках w_1 и w_2 в соответствии с правилом Ленца указана на рисунке 7.1 без скобок. ЭДС, наведенная на вторичной обмотке w_2 трансформатора $T1$ обеспечивает протекание тока i_1 через нагрузку $R_н$.

При выключении транзистора $VT1$ через первичную обмотку w_1 трансформатора $T1$ ток не протекает. Поэтому в соответствии с правилом Ленца полярность наведенных ЭДС на обмотках w_1 и w_2 изменяется. На рисунке 7.1 они указаны в скобках. За счет энергии, накопленной в магнитном поле трансформатора, обеспечивается протекание тока i_2 через нагрузку $R_н$ в противоположном направлении.

Таким образом, на выходе рассматриваемого инвертора формируется напряжение переменного тока.

В однотактных инверторах ток через первичную обмотку трансформатора протекает один раз за период коммутации электронного ключа. Это является причиной подмагничивания магнитопровода трансформатора. Для исключения названного явления магнитопровод трансформатора выполняют с немагнитным зазором.

Различают три типовых схемы построения силовой части двухтактных инверторов, то есть инверторов, в которых энергия со входа на выход передаётся в течение обоих тактов работы силового транзистора: схема со средней точкой (с нулевым выводом), мостовая схема и полумостовая схема.

Силовая часть двухтактного инвертора, построенная по схеме со средней точкой (рисунок 7.2), содержит два электронных ключа, например, два транзистора $VT1$ и $VT2$ и трансформатор $T1$, у которого имеется отвод от середины первичной обмотки, состоящей из двух полуобмоток с равным числом витков $w_1 = w_2$, а ко вторичной обмотке w_3 трансформатора подключена нагрузка $R_н$.

При полностью открытом транзисторе $VT1$ и закрытом транзисторе $VT2$ входное напряжение $U_{вх}$ инвертора обеспечивает протекание тока i_1 по верхней полуобмотке w_1 первичной обмотки сетевого трансформатора $T1$.

При закрытом транзисторе $VT1$ и полностью открытом транзисторе $VT2$ входное напряжение $U_{вх}$ инвертора обеспечивает протекание тока i_2 по нижней полуобмотке первичной обмотки w_2 трансформатора.

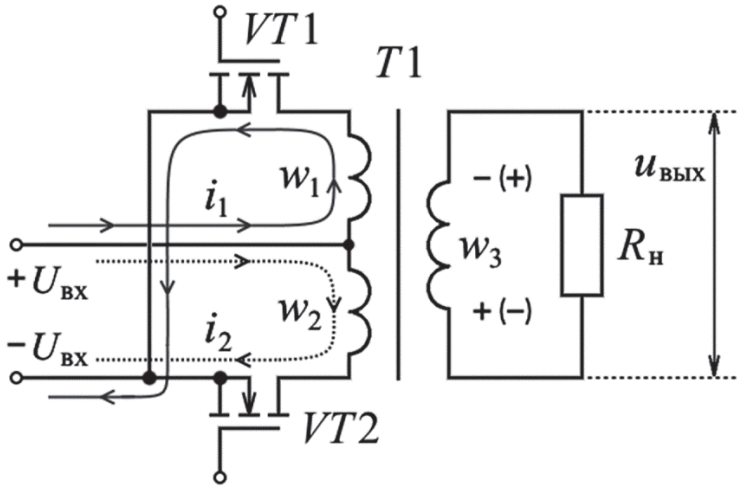


Рисунок 7.2 – Силовая часть инвертора, построенная по схеме со средней точкой

Мостовая схема силовой части инвертора (рисунок 7.3) содержит четыре электронных ключа, например, четыре транзистора $VT1$ ... $VT4$, включенных по мостовой схеме.

Транзисторы коммутируют попарно (диагонально расположенные) и поочередно (противофазно). При полностью открытых транзисторах $VT1$ и $VT4$ и закрытых транзисторах $VT2$ и $VT3$ входное напряжение $U_{вх}$ обеспечивает протекание через нагрузку $R_н$ тока i_1. При закрытых транзисторах $VT1$ и $VT4$ и полностью открытых транзисторах $VT2$ и $VT3$ входное напряжение $U_{вх}$ обеспечивает протекание через нагрузку $R_н$ тока i_2. Это формирует на нагрузке $R_н$ выходное напряжение $u_{вых}$ переменного тока.

Полумостовая схема силовой части инвертора (рисунок 7.4) содержит два электронных ключа, например, два транзистора $VT1$ и $VT2$, образующих одно плечо моста, и два конденсатора $C1$ и $C2$, образующих другое плечо моста. Нагрузка $R_н$ включена в диагональ моста, как правило, через трансформатор $T1$.

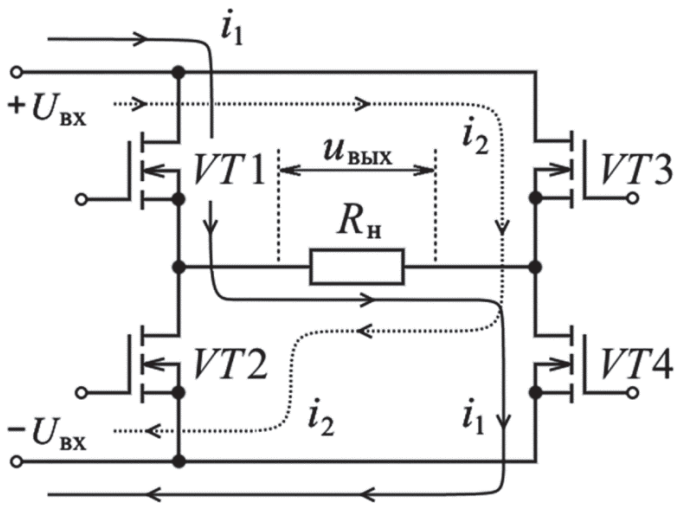


Рисунок 7.3 – Силовая часть инвертора, построенная по мостовой схеме

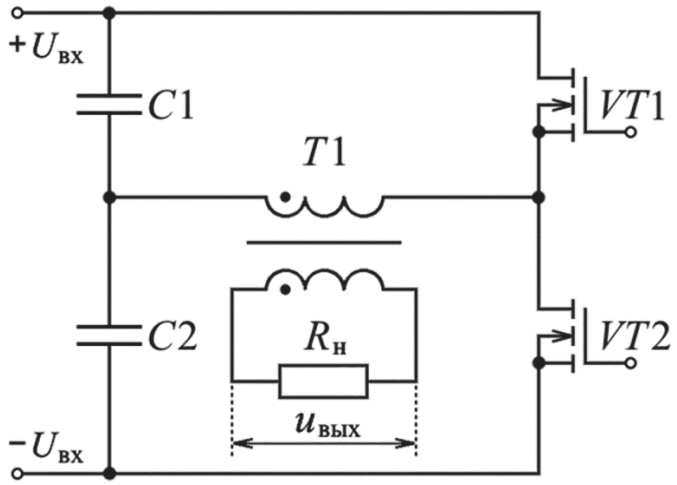


Рисунок 7.4 – Силовая часть инвертора, построенная по полумостовой схеме

Транзисторы $VT1$ и $VT2$, как и в предыдущих схемах построения силовой части инвертора, работают противофазно и в ключевом режиме. Входное напряжение $U_{вх}$ обеспечивает непрерывную подзарядку конденсаторов $C1$ и $C2$. Сами же конденсаторы $C1$ и $C2$ поочередно разряжаются на нагрузку $R_н$ соответствующими токами, что обеспечивает протекание переменного тока через нагрузку $R_н$. Таким образом, на нагрузке $R_н$ формируется выходное напряжение $u_{вых}$ переменного тока.

В рассмотренных схемах построения силовой части инверторов за период коммутации полупроводниковых приборов через первичную обмотку трансформатора протекают два импульса тока, имеющих разные направления. Это исключает вынужденное подмагничивание магнитопровода трансформатора.

Рассмотренные схемы построения силовой части инвертора традиционны. При реализации конкретной схемы построения силовой части следует представлять ее достоинства и недостатки. Так, в схеме со средней точкой требуется в два раза меньше транзисторов, чем в мостовой, но при этом напряжение, приложенное к закрытому транзистору, почти в два раза превышает напряжение

питания $U_{вх}$. Кроме того, трансформатор для схемы со средней точкой менее технологичен по сравнению с трансформатором для других схем. В полумостовой схеме по сравнению с мостовой требуются конденсаторы при соответствующем уменьшении числа транзисторов.

7.2. Автономные инверторы с самовозбуждением

Автономные инверторы с самовозбуждением не требуют внешних источников управления. Переменное напряжение требуемой частоты формируется самим инвертором.

Коммутация ключей в автономных инверторах с самовозбуждением выполняется с помощью нелинейного элемента, входящего в состав инвертора. Функцию нелинейного элемента реализует либо сетевой трансформатор, либо дополнительный (коммутирующий) трансформатор.

Автономный инвертор с самовозбуждением (синонимы – генератор Ройера, двухтактный блокинг-генератор, двухтактный магнито-транзисторный генератор) предназначен для формирования напряжения переменного тока, как правило, прямоугольной формы достаточно высокой частоты преобразования, равной ~(10…1000) кГц.

7.2.1. Принцип действия

Инвертор (рисунок 7.5) состоит из двух силовых транзисторов $VT1$ и $VT2$, работающих в ключевом режиме, сетевого трансформатора $T1$ с согласно включенными коллекторными обмотками w_2 и w_3 и базовыми обмотками w_1 и w_4, а также нагрузочной обмоткой w_5 (на рисунке 7.5 это отмечено точками). Строго говоря, схема включения нагрузочной обмотки w_5 по отношению к остальным обмоткам w_1, w_2, w_3 и w_4 может быть любой: либо согласной, либо встречной. Обычно реализуют равное число витков как для двух базовых обмоток, так и для двух коллекторных обмоток, то есть $w_1 = w_4$ и $w_2 = w_3$. Это превращает рассматриваемый инвертор в симметричное устройство.

Делитель $R1R2$ входного напряжения $U_{вх}$ называется резистивной запускающей цепочкой, облегчающей первоначальный запуск инвертора за счет создания между базой и эмиттером каждого из силовых транзисторов $VT1$ и $VT2$ напряжения U_{R2} равного напряжению на резисторе $R2$ и достаточного для надежной раскачки силовых транзисторов.

Базовые обмотки w_1 и w_4 сетевого трансформатора $T1$ обеспечивают в инверторе положительную обратную связь. Магнитопровод трансформатора $T1$ выполнен из материала с прямоугольной петлей гистерезиса, то есть зависимость магнитной индукции B от напряженности H магнитного поля близка к прямоугольной.

В качестве материалов для изготовления магнитопроводов сетевых и дополнительных трансформаторов инверторов используются пермаллой и феррит, имеющие практически прямоугольную петлю гистерезиса.

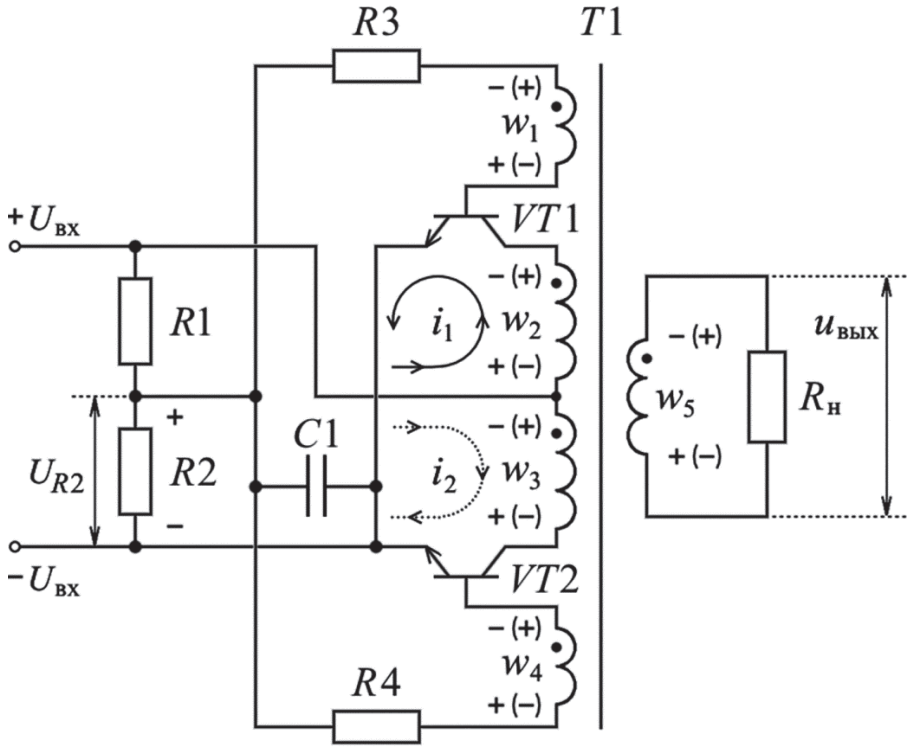


Рисунок 7.5 – Схема автономного транзисторного инвертора с насыщающимся сетевым трансформатором

Пермаллой представляет собой прецизионный сплав с магнитно-мягкими свойствами, состоящий из железа и никеля (45…82 % Ni) и легированный несколькими другими компонентами. Наиболее распространены пермаллои марок 79НМ, 81НМА. Они выпускаются в виде ленты толщиной от 0,005 до 2,5 мм, их магнитная индукция насыщения B_s составляет ~0,75 Тл, они обладают начальной магнитной проницаемостью ~10000 и максимальной магнитной проницаемостью ~200000.

Ферриты представляют собой поликристаллические многокомпонентные соединения, изготавливаемые по специальной технологии. Общая химическая формула ферритов записывается в виде $MeFe_2O_3$, где Me – какой-либо ферромагнетик (например, Mn, Zn, Ni). Наибольшее распространение в ИЭП получили марганец-цинковые ферриты марок НМ (6000НМ, 4000НМ, 3000НМ, 2000НМ, 1500НМ, 1000НМ и никель-цинковые ферриты марок НН. Марганец-цинковые ферриты марок 6000НМ, 4000НМ, 3000НМ, 2000НМ, 1500НМ, 1000НМ используются при частотах до нескольких сот килогерц. Никель-цинковые ферриты марок 2000НН, 1000НН, 600НН, 200НН, 100НН используются при частотах до семи мегагерц.

Принцип действия автономного транзисторного инвертора с насыщающимся сетевым трансформатором состоит в следующем.

При подключении инвертора к первичному источнику питания $U_{вх}$ через резистивную запускающую цепочку $R1R2$ протекает ток, обеспечивающий падение напряжения U_{R2} на резисторе $R2$ достаточное для надежного начального переключения силовых транзисторов $VT1$ и $VT2$. Напряжение U_{R2} приложено

между базой и эмиттером силовых транзисторов $VT1$ и $VT2$, работающих в ключевом режиме.

Из-за не идентичности параметров используемых транзисторов $VT1$ и $VT2$ их коллекторные токи $i_1 = i_{к\,VT1}$ и $i_2 = i_{к\,VT2}$ не равны.

Пусть коллекторный ток i_1 транзистора $VT1$ случайным образом (например, из-за различия параметров транзисторов) стал больше коллекторного тока i_2 транзистора $VT2$. В соответствии с правилом Ленца на коллекторной обмотке w_2 наводится ЭДС индукции полярностью, указанной без скобок. Коллекторные обмотки w_2 и w_3 и базовые обмотки w_1 и w_4, а также нагрузочная обмотка w_5 включены согласно. Поэтому на всех обмотках наводится ЭДС индукции с такой же полярностью, что и на коллекторной обмотке w_2.

Как показано на рисунке 7.5, напряжение на базе транзистора $VT1$ стало более положительным и он лавинообразно открывается (его рабочая точка на коллекторной характеристике перемещается в режим насыщения).

А вот напряжение на базе транзистора $VT2$ стало более отрицательным и он лавинообразно закрывается (его рабочая точка на коллекторной характеристике перемещается в режим отсечки).

ЭДС, наведенная на базовой обмотке w_1, является входным напряжением для транзистора $VT1$. А ЭДС, наведенная на базовой обмотке w_4, является входным напряжением для транзистора $VT2$.

В результате транзистор $VT1$ будет открыт и насыщен, а транзистор $VT2$ – закрыт.

По коллекторной обмотке w_2 протекает импульс тока, который наводит в сердечнике сетевого трансформатора $T1$ переменный магнитный поток Ф, наводящий, в свою очередь, переменную ЭДС на всех обмотках (полярность указана без скобок).

При этом к последовательно включенным обмотке w_2 трансформатора $T1$ и транзистору $VT1$, рабочая точка которого находится на его коллекторной характеристике в режиме насыщения, приложено входное напряжение $U_{вх}$, то есть можно записать

$$U_{вх} = U'_{вх} + U_{кэ\,нас}, \tag{7.1}$$

где $U'_{вх}$ – напряжение на обмотке w_2,

$U_{кэ\,нас}$ – напряжение на транзисторе, рабочая точка которого находится на коллекторной характеристике в режиме насыщения.

Коллекторный ток $i_1 = i_{к\,VT1}$ открытого и насыщенного транзистора определяется суммой токов: током нагрузки $i'_н$, приведенного к первичной обмотке w_2 трансформатора; током базы $i'_б$ транзистора (так же приведенного к первичной обмотке w_2) и током намагничивания i_μ трансформатора, то есть

$$i_1 = i'_н + i'_б + i_\mu. \tag{7.2}$$

Ток намагничивания i_μ затрачивается на перемагничивание сердечника (магнитопровода) трансформатора (рисунок 7.6).

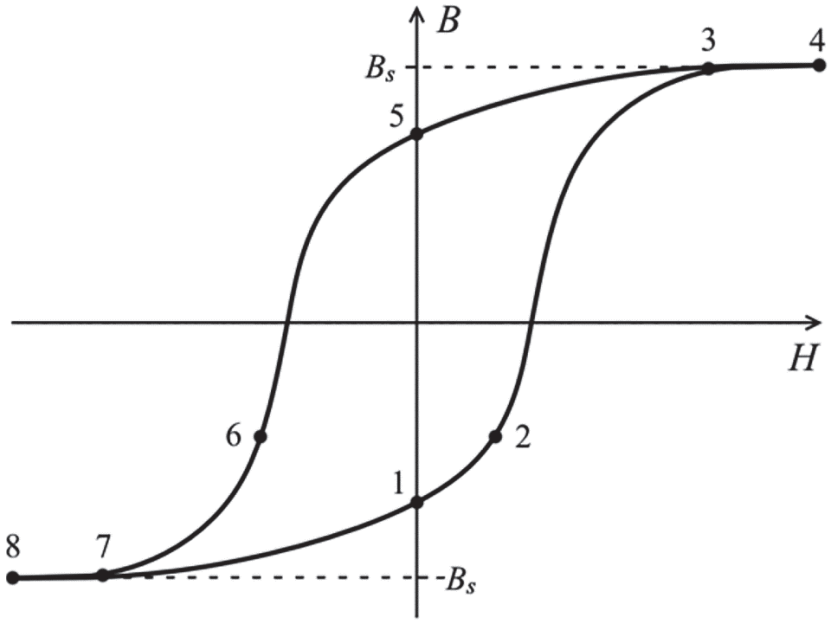


Рисунок 7.6 – Петля гистерезиса намагничивания материала магнитопровода сетевого трансформатора инвертора

Надо отметить, что на рисунке 7.6 декартовые оси координат представляют зависимость магнитной индукции B от напряженности магнитного поля H, то есть $B = f(H)$. В свою очередь, напряженность магнитного поля H пропорциональна току намагничивания i_μ.

Пока магнитопровод трансформатора $T1$ не насыщен (участки 3-2-1-7 и 3-5-6-7 петли гистерезиса, показанной на рисунке 7.6), ток намагничивания i_μ значительно меньше суммы токов $i'_{\text{н}}$ и $i'_{\text{б}}$, то есть $i_\mu \ll i'_{\text{н}} + i'_{\text{б}}$, а значит i_μ не оказывает существенного влияния на коллекторный ток i_1 открытого и насыщенного транзистора $VT1$.

В это время на нагрузке $R_{\text{н}}$ формируется первый полупериод выходного напряжения $u_{\text{вых}}$, полярность которого указана на рисунке 7.5 без скобок.

Однако при насыщении магнитопровода трансформатора (участки 3-4 и 7-8 петли гистерезиса) прекращается увеличение магнитной индукции B (она достигла магнитной индукции насыщения B_s), а ток намагничивания i_μ, пропорциональный напряженности магнитного поля H, резко увеличивается.

А это значит, что увеличивается и коллекторный ток транзистора $VT1$. Это обусловлено тем, что ток намагничивания i_μ становится значительно больше суммы токов $i'_{\text{н}}$ и $i'_{\text{б}}$, то есть $i_\mu \gg i'_{\text{н}} + i'_{\text{б}}$, и ток намагничивания i_μ оказывает существенное влияние на коллекторный ток i_1 открытого и насыщенного силового транзистора.

Из-за роста коллекторного тока $i_1 = i_{\text{к}\,VT1}$ транзистора $VT1$ увеличивается падение напряжения на нем (рабочая точка транзистора $VT1$ перемещается на его коллекторной характеристике из режима насыщения в активный режим), что приводит к уменьшению падения напряжения на обмотке w_2, то есть происходит перераспределение напряжения питания $U_{\text{вх}}$ между транзистором $VT1$ и обмоткой w_2. В соответствии с правилом Ленца это вызывает изменение

полярности ЭДС, индуцированной на обмотке w_2, а значит и всех других согласно включенных обмотках трансформатора (на рисунке 7.5 она указана в скобках).

Изменение полярности ЭДС, индуцированных на базовых обмотках w_1 и w_4, приведет к тому, что транзистор $VT1$ закрывается (его рабочая точка на коллекторной характеристике переходит из режима насыщения в режим отсечки). При этом транзистор $VT2$ открывается (его рабочая точка на коллекторной характеристике переходит из режима отсечки в режим насыщения) и начинает формироваться второй полупериод выходного напряжения $u_{\text{вых}}$, полярность которого указана на рисунке 7.5 в скобках.

По этой причине входной ток инвертора протекает через обмотку w_3 и транзистор $VT2$, то есть протекает ток $i_2 = i_{\text{к}\,VT2}$, и создает в магнитопроводе трансформатора $T1$ магнитный поток Φ другого направления.

На интервале времени открытого состояния транзистора $VT2$ (но закрытого состояния транзистора $VT1$) на нагрузке $R_{\text{н}}$ формируется второй полупериод выходного напряжения $u_{\text{вых}}$, полярность которого указана на рисунке 7.5 в скобках.

При достижении насыщения магнитопровода сетевого трансформатора $T1$ произойдет лавинообразный процесс, в результате которого транзистор $VT2$ будет закрыт, а транзистор $VT1$ – открыт и насыщен. Затем процесс коммутации повторится.

Причем включение согласное или встречное обмотки w_5 по отношению к остальным обмоткам трансформатора для формирования выходного напряжения $u_{\text{вых}}$ переменного тока роли не играет.

Выбор силовых транзисторов для электронных ключей инверторов выполняют, в основном, по трем параметрам:

- максимальный коллекторный ток $I_{\text{к}\,max}$;
- максимальное коллекторное напряжение $U_{\text{кэ}\,max}$;
- максимальная допустимая мощность $P_{VT\,max}$.

Указанные параметры определяют рабочую область транзистора. Выбор силовых транзисторов проводят на основании проверки не превышения параметров их максимальным значениям.

В таблице 7.1 приведены диапазоны значений основных параметров некоторых отечественных биполярных транзисторов ($h_{21\text{э}}$ – коэффициент передачи тока).

Таблица 7.1

Основные параметры некоторых отечественных биполярных транзисторов

Тип транзистора	$I_{\text{к}\,max}$, А	$U_{\text{кэ}\,max}$, В	$P_{VT\,max}$, Вт	$h_{21\text{э}}$
Малой мощности	0,01…0,1	5…25	0,01…0,3	20…200
Средней мощности	0,05…0,5	25…100	0,3…3,0	10…30

Окончание таблицы 7.1

Тип транзистора	$I_{к\,max}$, А	$U_{кэ\,max}$, В	$P_{VT\,max}$, Вт	$h_{21э}$
Большой мощности	0,5…10	50…1000	3,0…100	5…7
Транзисторная сборка	10…500	100…1000	100…10000	500…1000

7.2.2. Вывод формулы для определения частоты коммутации

На интервале времени, когда магнитопровод сетевого трансформатора не насыщен, напряжение $U'_{вх}$, приложенное к коллекторной обмотке, например, w_2, уравновешивается ЭДС индукции.

Для интервала времени открытого и насыщенного состояния силового транзистора, равного половине периода $T/2$ коммутации, можно записать, что

$$U'_{вх} = w_2 \cdot \frac{d\Phi}{dt}. \tag{7.3}$$

Учитывая уравнение (7.1) и связь магнитного потока Ф с магнитной индукцией B

$$\Phi = B \cdot S,$$

где S – площадь поперечного сечения магнитопровода, охватываемая каждым витком обмоток трансформатора, из уравнения (7.3) следует

$$\frac{dB}{dt} = \frac{U_{вх} - U_{кэ\,нас}}{w_2 \cdot S}. \tag{7.4}$$

В течение времени пока сетевой трансформатор не насыщен, правая часть полученного уравнения остается постоянной. Тогда из этого уравнения очевидно следует, что $dB/dt = const$, а магнитная индукция зависит от времени по линейному закону (рисунок 7.7). Форма выходного напряжения $u_{вых}$ трансформатора приближается к меандру.

Таким образом, зависимость магнитной индукции B от времени t практически представляет собой линейную функцию (рисунок 7.7, *б*). Надо отметить, что лишь в интервалах коммутации, длительность которых значительно меньше периода выходного напряжения $u_{вых}$, временна́я зависимость магнитной индукции является явно нелинейной функцией. Это позволяет для идеальных электронных ключей построить графики $u_{вых} = f(t)$ и $B = f(t)$ (рисунок 7.7).

Пренебрегая интервалом коммутации транзисторов по сравнению с периодом T следования импульсов выходного напряжения, можно из уравнения (7.4) на первом полупериоде $u_{вых}$ записать в виде

$$\int_{-B_s}^{+B_s} dB = \int_{0}^{T/2} \frac{U_{вх} - U_{кэ\,нас}}{w_2 \cdot S}\, dt, \tag{7.5}$$

где B_s – магнитная индукция насыщения материала магнитопровода трансформатора инвертора.

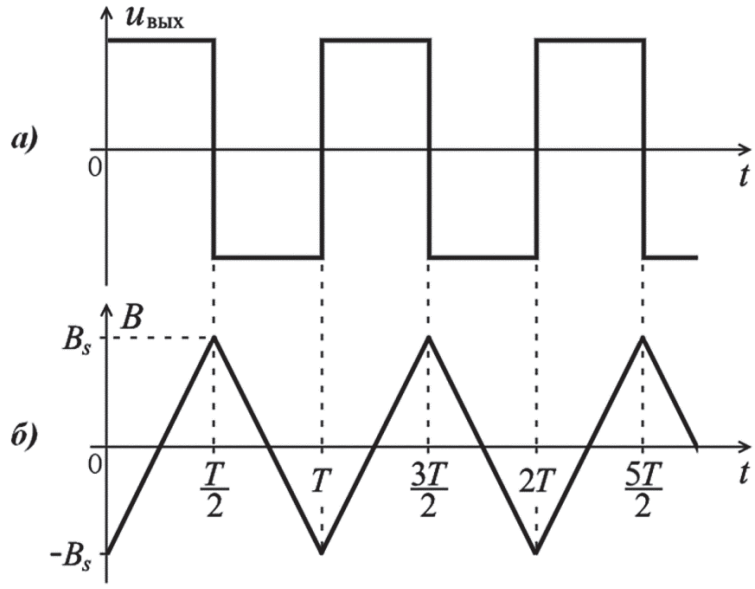


Рисунок 7.7 – Временны́е зависимости выходного напряжения и магнитной индукции

Интегрируя уравнение (7.5), получают

$$2 \cdot B_s = \frac{U_{вх} - U_{кэ\ нас}}{w_2 \cdot S} \cdot \frac{T}{2}.$$

Формула для расчета частоты f коммутации, а значит, частоты выходного напряжения $u_{вых}$ переменного тока автономного инвертора с насыщающимся сетевым трансформатором из полученного выражения имеет следующий вид

$$f = \frac{1}{T} = \frac{U_{вх} - U_{кэ\ нас}}{4 \cdot w_2 \cdot S \cdot B_s}. \qquad (7.6)$$

Симметричность рассматриваемой схемы инвертора обеспечивает отсутствие подмагничивания магнитопровода трансформатора.

Пример. Рассчитать частоту коммутации f автономного инвертора с самовозбуждением, сетевой насыщающийся трансформатор которого выполнен на магнитопроводе К16/8 – 6, изготовленный из феррита марки 2000НМ1. Напряжение питания инвертора равно 24,0 В, число витков коллекторной обмотки – 8. В качестве ключей использованы транзисторы 2Т827А (это составной транзистор, изготовленный в одном корпусе).

Решение. Из справочной литературы известно, что для выбранного типа транзистора $U_{кэ\ нас} = 2{,}0$ В, а магнитная индукция насыщения B_s использованного феррита равна 0,39 Тл. Учитывая, что типоразмер тороидальных магнитопроводов обозначается $\mathrm{K}D/\mathrm{d} - h$, где D и d – внешний и внутренний диаметры магнитопровода, h – толщина магнитопровода (D, d и h измерены в мм), то площадь поперечного сечения магнитопровода, охватываемая витками обмоток трансформатора, равна

$$S = \frac{D - d}{2} \cdot h = \frac{16 - 8}{2} \cdot 6 \cdot 10^{-6} = 24 \cdot 10^{-6}\ \text{м}^2.$$

Тогда по формуле (7.6) вычисляют искомую частоту коммутации

$$f = \frac{24{,}0 - 2{,}0}{4 \cdot 8 \cdot 24 \cdot 10^{-6} \cdot 0{,}39} = 73 \text{ кГц}.$$

При записи результата вычислений округление выполнено до двух значащих цифр, так как исходные данные даны либо с двумя значащими цифрами (2,0; 0,39; 24), либо с тремя значащими цифрами (24,0).

Формула (7.6) позволяет выполнить анализ влияния факторов на частоту генерации выходного напряжения инверторов с самовозбуждением.

Частота генерации, к сожалению, практически линейно зависит от напряжения питания (ведь, как правило, $U_{\text{кэ нас}} \ll U_{\text{вх}}$), то есть изменения напряжения питания и частоты преобразования практически равны. Это предопределяет один из основных недостатков инверторов с насыщающимся сетевым трансформатором, заключающийся в изменении частоты переключения транзисторов из-за разрядки первичного источника энергии, что встречается часто на автономных объектах.

Частота генерации зависит и от тока нагрузки $I_{\text{н}}$ инвертора. Если магнитопровод трансформатора выполнен из материала с прямоугольной петлей гистерезиса (феррит либо пермаллой), то при изменении тока нагрузки $I_{\text{н}}$ изменяется лишь падение напряжения на открытом и насыщенном транзисторе. Учитывая, что, как правило, $U_{\text{кэ нас}} \ll U_{\text{вх}}$, то и влияние тока нагрузки $I_{\text{н}}$ на частоту коммутации f мало. Если же магнитопровод трансформатора выполнен из материала с непрямоугольной петлей гистерезиса (электротехнические стали), то изменение тока нагрузки влияет не только на падение напряжения $U_{\text{кэ нас}}$, но и на амплитуду магнитной индукции. Таким образом, применение в инверторах с самовозбуждением трансформаторов, магнитопровод которых выполнен из материала с прямоугольной петлей гистерезиса, позволяет снизить зависимость частоты преобразования от тока нагрузки. Этот эффект будет тем значительней, чем реальная петля гистерезиса будет ближе к идеализированной (прямоугольной) петле гистерезиса.

При коротком замыкании на выходе инвертора транзисторы $VT1$ и $VT2$ выходят из режима насыщения и генерация выходного напряжения срывается. После устранения указанного замыкания инвертор легко запускается. Таким образом, рассмотренное устройство некритично к коротким замыканиям, что является достоинством инверторов с самовозбуждением.

7.2.3. Запускающие цепочки

Прежде чем инвертор, работа которого рассмотрена в предыдущем разделе, будет генерировать колебания в установившемся режиме, необходимо обеспечить его начальный запуск после подачи напряжения питания $U_{\text{вх}}$.

В схеме автономного инвертора, показанной на рисунке 7.5, используется резистивная запускающая цепочка $R1R2$, которая чрезвычайно проста, но мало эффективна (особенно при низких и изменяющихся питающих напряжениях $U_{\text{вх}}$).

Особенность запускающей цепочки предопределена тем, что после установления в инверторе автоколебаний необходимость в ней отпадает. Однако для некоторых запускающих цепочек, например, резистивной в номинальном режиме работы инвертора ток через запускающую цепочку протекает в течение всего времени работы, что приводит к дополнительной потере энергии, а значит, и к ухудшению энергетических характеристик инвертора.

Первый из отмеченных недостатков резистивной запускающей цепочки (неэффективность при малых и изменяющихся питающих напряжениях) легко устраняется заменой резистора $R2$ диодом, прямое падение напряжения на котором незначительно зависит от тока. Схема инвертора с насыщающимся сетевым трансформатором и резистивно-диодной $R1VD1$ запускающей цепочкой приведена на рисунке 7.8.

Делитель $R1VD1$ входного напряжения $U_{вх}$ обеспечивающий первоначальный запуск инвертора за счет создания между базой и эмиттером каждого из силовых транзисторов $VT1$ и $VT2$ напряжения равного прямому падению напряжению на диоде $VD1$ и достаточного для надежного включения силовых транзисторов. Эффективность работы резистивно-диодной запускающей цепочки $R1VD1$ при, например, разрядке первичного источника энергии $U_{вх}$ сохраняется, так как падение напряжения на диоде мало изменяется при вариации анодного тока.

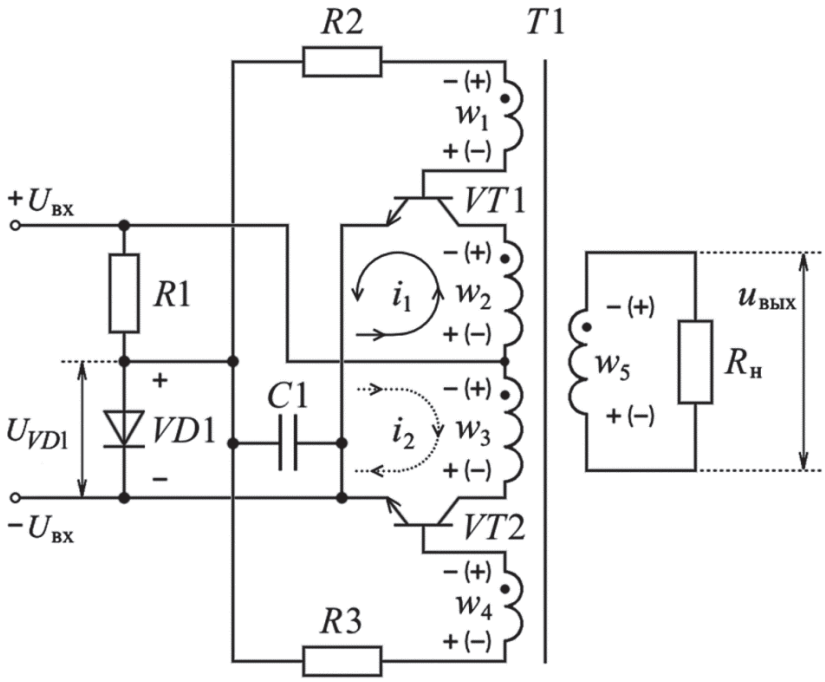


Рисунок 7.8 – Схема автономного инвертора напряжения с насыщающимся сетевым трансформатором и резистивно-диодной запускающей цепочкой

Инверторы с насыщающимся сетевым трансформатором благодаря схемотехнической простоте получили широкое распространение в маломощных до (10…20) Вт источниках вторичного электропитания. Этим инверторам присущи следующие недостатки: большие потери мощности, низкие энергетические характеристики и значительные электромагнитные помехи.

Для улучшения основных эксплуатационных характеристик инверторов в их схемы вводят дополнительные нелинейные элементы, насыщающиеся в конце каждого полупериода и вызывающие тем самым переключение мощных транзисторов, а значит, и смену полярности выходного напряжения инвертора до насыщения его сетевого трансформатора.

Часто функции такого нелинейного элемента выполняет дополнительный маломощный трансформатор, называемый коммутирующим. На рисунке 7.9 приведена схема автономного инвертора с дополнительным (коммутирующим) маломощным насыщающимся трансформатором.

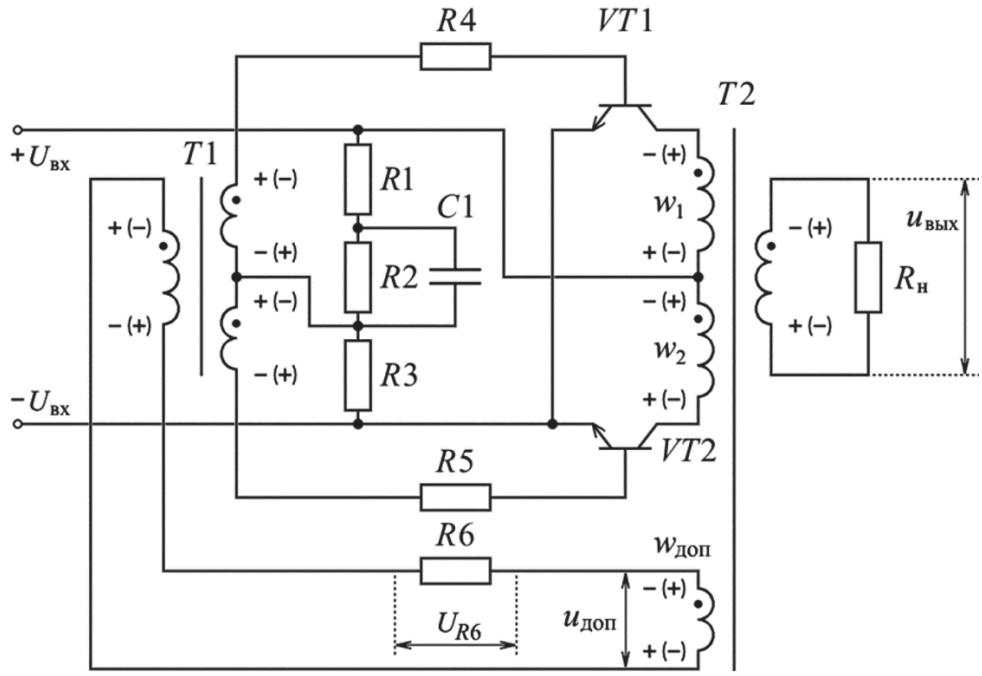


Рисунок 7.9 – Схема автономного инвертора напряжения с коммутирующим трансформатором и резистивно-емкостной запускающей цепочкой

Силовая часть инвертора с коммутирующим трансформатором построена по схеме со средней точкой, а для первоначального запуска инвертора использована резистивно-емкостная цепочка.

В этой схеме на магнитопроводе сетевого трансформатора $T2$ расположена дополнительная обмотка с числом витков $w_{доп}$, включенная согласно с его первичными обмотками w_1 и w_2 (на схеме инвертора это отмечено точками у обмоток). Напряжение $u_{доп}$, наводимое на дополнительной обмотке $w_{доп}$, используется для питания коммутирующего маломощного насыщающегося трансформатора $T1$, первичные и вторичные обмотки которого включены согласно.

Пусть один силовой транзистор, например, $VT1$ открыт и насыщен, а другой силовой транзистор $VT2$ – закрыт. Полярность ЭДС на обмотках трансформаторов $T1$ и $T2$ указана на рисунке 7.9 без скобок. Напряжение $u_{доп}$ на дополнительной обмотке $w_{доп}$ имеет практически прямоугольную форму и определяет сумму напряжений на первичной обмотке трансформатора $T1$ и резисторе $R6$. При насыщении магнитопровода дополнительного трансформатора $T1$, ток, текущий по его первичной обмотке, резко увеличивается, что приводит к росту

падения напряжения U_{R6} на резисторе $R6$, а учитывая постоянство напряжения $u_{\text{доп}}$ на дополнительной обмотке – к уменьшению падения напряжения на первичной обмотке трансформатора $T1$. Из-за этого на первичной обмотке трансформатора $T1$ изменяется полярность напряжения, что приводит, в свою очередь, к изменению полярности напряжения на обоих секциях вторичной обмотки трансформатора $T1$ (на рисунке 7.9 указана в скобках): потенциал базы открытого транзистора $VT1$ становится отрицательным, а потенциал базы закрытого транзистора $VT2$ – положительным, то есть транзисторы $VT1$ и $VT2$ устанавливаются в режимы отсечки и насыщения, соответственно. После чего процессы в инверторе повторяются.

Частота переключения транзисторов в инверторах с коммутирующим трансформатором вычисляется по формуле (7.6) при условии, что входящие в нее параметры относятся к коммутирующему трансформатору, а $U_{\text{вх}}$ заменяется на $u_{\text{доп}}$.

В инверторе, схема которого приведена на рисунке 7.9, использована резистивно-емкостная запускающая цепочка $R1R2R3C1$, причем высокоомный резистор $R2$ (его сопротивление значительно больше суммарного сопротивления резисторов $R1$ и $R3$) шунтирован конденсатором $C1$. В момент запуска инвертора разряженный конденсатор $C1$ закорачивает высокоомный резистор $R2$ и напряжение на низкоомном резисторе $R3$, включенном между базой и эмиттером транзисторов $VT1$ и $VT2$, зависит только от напряжения питания $U_{\text{вх}}$ и сопротивления его резистивного делителя $R1R3$. После зарядки конденсатора $C1$, то есть после установления номинального режима работы инвертора, шунтирующее действие конденсатора прекращается и ток через резистивный делитель резко уменьшается и определяется, в основном, напряжением питания $U_{\text{вх}}$ и сопротивлением резистора $R2$.

Резистивно-емкостная запускающая цепочка по сравнению с резистивно-диодной цепочкой имеет более высокие энергетические характеристики, но в то же время из-за наличия конденсатора и малых сопротивлений резисторов $R1$ и $R3$ она неэффективна при медленном нарастании питающего напряжения в переходном процессе.

Свободной от указанного недостатка является резистивно-транзисторная запускающая цепочка. На рисунке 7.10 показана схема автономного инвертора, силовая часть которого построена по схеме со средней точкой, причем для переключения силовых транзисторов $VT2$ и $VT3$ использован коммутирующий трансформатор $T1$, а для первоначальной раскачки силовых транзисторов применена резистивно-транзисторная запускающая цепочка $R1VT1R2$.

При запуске инвертора транзистор $VT1$ с помощью соответствующего блока управления открыт, а после возбуждения в инверторе устойчивых колебаний БУ выключает транзистор $VT1$. Очевидно, что схемотехнически рассматриваемая запускающая цепочка сложнее предыдущих (она содержит как управляющий транзистор $VT1$, так и его блок управления).

С энергетической точки зрения автономные инверторы с резистивно-транзисторной запускающей цепочкой более эффективны, чем ранее рассмотренные инверторы.

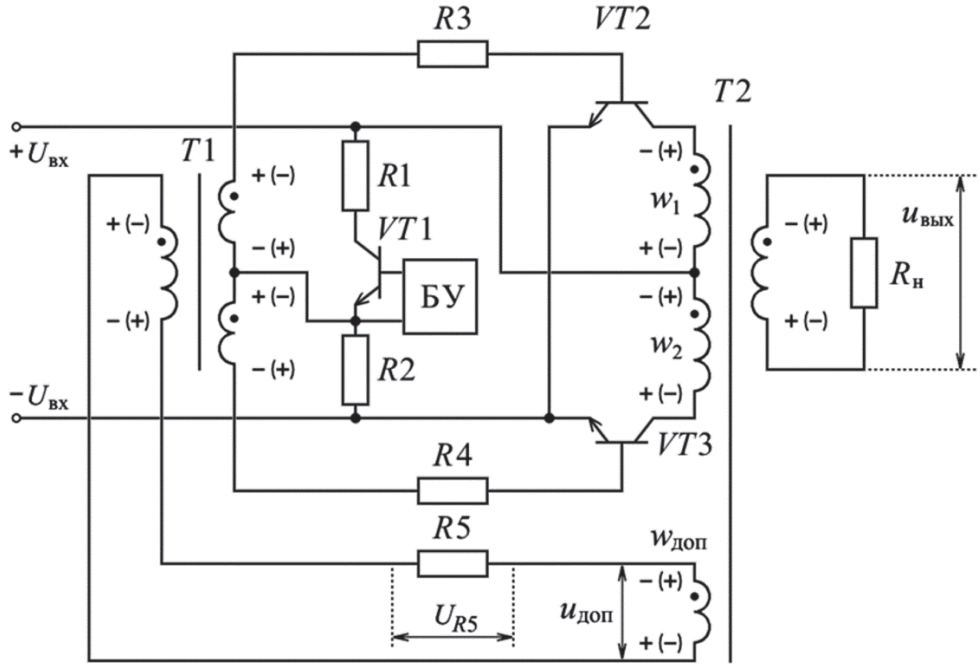


Рисунок 7.10 – Схема автономного инвертора с резистивно-транзисторной запускающей цепочкой

7.3. Автономные инверторы тока и напряжения

Одним из основных признаков автономного инвертора тока (АИТ) является питание его от генератора тока, то есть от источника электропитания с большим внутренним сопротивлением. Для этого во входную цепь инвертора включают дроссель с большой индуктивностью. Этот дроссель выполняет также роль фильтра высших гармоник входного напряжения $U_{\text{вх}}$ инвертора.

Особенностью АИТ является то, что при коммутации его электронных ключей выходной ток инвертора имеет прямоугольную форму, а форма и начальная фаза выходного напряжения зависят от параметров нагрузки.

Принцип действия автономного инвертора тока целесообразно рассмотреть на примере идеализированной мостовой схемы (рисунок 7.11, *а*). Диагонально расположенные ключи в схеме работают попарно и синхронно ($SA1$, $SA4$ и $SA3$, $SA2$), открываясь и закрываясь со сдвигом на полупериод выходного напряжения. Частота переключения ключей $SA1$ ... $SA4$ задается блоком управления (на рисунке 7.11, *а* не показан).

АИТ (рисунок 7.11, *а*) питается от постоянного источника с напряжением $U_{\text{вх}}$. Благодаря наличию на входе автономного инвертора тока дросселя с большой индуктивностью $L1$ (его индуктивность $L1 \to \infty$) входной ток i_{L1} инвертора остается практически неизменным, а ток $i_{\text{н}}$, протекающий через резистивную нагрузку, имеет прямоугольную форму (рисунок 7.11, *б*). Если принять, что в течение полупериода 0…T/2 ключи $SA1$ и $SA4$ замкнуты, а ключи $SA3$ и $SA2$

разомкнуты (рисунок 7.11, *а*), то ток нагрузки $i_н$ протекает по цепи: клемма «$+U_{вх}$» → дроссель $L1$ → ключ $SA1$ → нагрузка $R_н$ → ключ $SA4$ → клемма «$-U_{вх}$» (корпус), которая показана сплошной линией. В течение следующего полупериода T/2…T ток нагрузки $i_н$ протекает через ключи $SA3$ и $SA2$ (в это время ключи $SA1$ и $SA4$ разомкнуты) и нагрузку, причем ток $i_н$ через нагрузку имеет противоположное направление (штриховая линия).

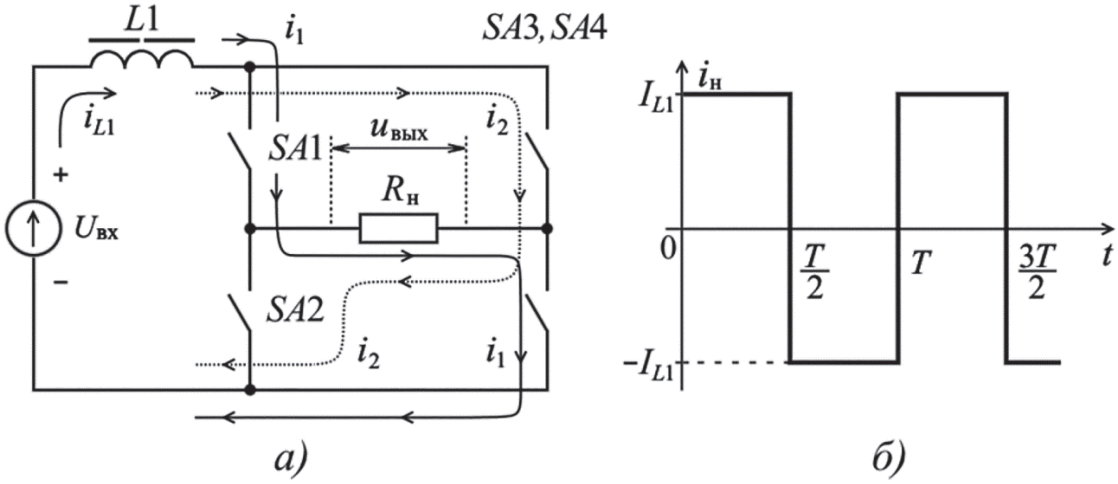


Рисунок 7.11 – Автономный инвертор тока:
а – модельная схема; б – временна́я диаграмма тока нагрузки

Принципиальная электрическая схема однофазного автономного мостового инвертора тока с тиристорными ключами приведена на рисунке 7.12. АИТ состоит из четырех тиристоров *VS*1…*VS*4, дросселя $L1$ с достаточно большой индуктивностью, обеспечивающего постоянство входного тока i_{L1}, и коммутирующего конденсатора $C1$, включенного параллельно нагрузке $R_н$. Блок управления тиристорами *VS*1…*VS*4 на рисунке 7.12 не показан.

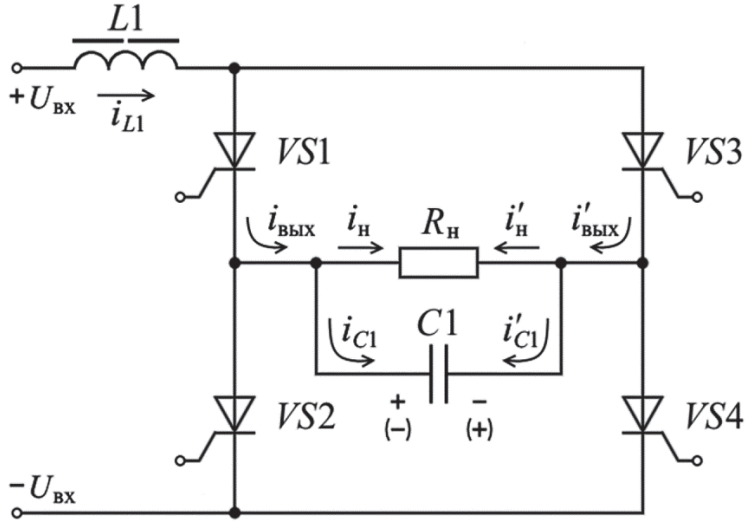


Рисунок 7.12 – Схема однофазного автономного мостового инвертора тока с тиристорными ключами

Следует отметить, что отличительной особенностью тиристорных схем инверторов является наличие реактивных коммутирующих электрорадиоэлементов, предназначенных для выключения тиристоров. В рассматриваемой схеме – это коммутирующий конденсатор $C1$. Ведь блок управления лишь открывает тиристоры. Для запирания тиристора необходимо уменьшить его анодный ток до тока удержания на время выключения тиристора.

Характерные диаграммы, поясняющие работу рассматриваемого тиристорного автономного инвертора тока, приведены на рисунке 7.13. В рассматриваемой схеме АИТ коммутирующий конденсатор $C1$ осуществляет формирование напряжения, необходимого для запирания тиристоров. В момент времени $t = 0$ блок управления открывает тиристоры $VS1$ и $VS4$ (рисунок 7.13, *а*), через которые в течение интервала времени $0 \ldots T/2$ протекает постоянный ток i_{VS1} равный выходному току $i_{\text{вых}}$ и току $i_{L1} = I_0 = const$ через дроссель (рисунок 7.13, *б, в, д*).

Выходной ток АИТ $i_{\text{вых}}$ (рисунок 7.12), равный сумме токов, протекающих через нагрузку $i_{\text{н}}$ и конденсатор i_{C1} (рисунок 7.13, *д, е, ж*), то есть $i_{\text{вых}} = i_{\text{н}} + i_{C1}$, заряжает конденсатор $C1$ (полярность напряжения указана на рисунке 7.12 без скобок).

В момент времени $t = T/2$ блок управления при открытых тиристорах $VS1$ и $VS4$ открывает и тиристоры $VS3$ и $VS2$. Конденсатор $C1$ на короткое время оказывается закороченным всеми тиристорами $VS1 \ldots VS4$ и начинает разряжаться по трем цепям: через ещё проводящие тиристоры $VS1$ и $VS4$, вновь включенные тиристоры $VS3$ и $VS2$ и нагрузку $R_{\text{н}}$.

Ток разрядки конденсатора $C1$, протекая навстречу анодному току тиристоров $VS1$ и $VS4$, практически мгновенно уменьшает его до нуля, и конденсатор через уже открытые тиристоры $VS3$ и $VS2$ формирует на тиристорах $VS1$ и $VS4$ обратное напряжение, равное напряжению на самом конденсаторе, что обеспечивает выключение тиристоров $VS1$ и $VS3$.

В интервале времени от $T/2$ до T выходной ток инвертора протекает через тиристоры $VS3$ и $VS2$, что обеспечивает изменение направления тока, протекающего через нагрузку $R_{\text{н}}$, и изменение полярности напряжения на конденсаторе $C1$ (на рисунке 7.12 она указана в скобках). В течение времени $T/2 \ldots$ T выходной ток инвертора постоянен и равен по величине току потребления I_0. При $t = T$ блок управления при ещё открытых тиристорах $VS3$ и $VS2$ открывает тиристоры $VS1$ и $VS4$. В схеме АИТ начинают протекать процессы, аналогичные процессам при $t = T/2$.

Выходное напряжение $u_{\text{вых}}$ автономного инвертора тока совпадает с напряжением на конденсаторе U_{C1} (рисунок 7.13, *з*).

Автономные инверторы напряжения питаются от генератора напряжения, обладающего малым динамическим сопротивлением. При питании АИН от источника энергии с большим динамическим сопротивлением на входе инвертора включают конденсатор большой емкости, выполняющий так же функцию фильтра высших гармонических составляющих входного тока АИН. Это опре-

деляет характерный признак автономного инвертора напряжения, заключающийся в наличии на его входе конденсатора большой емкости.

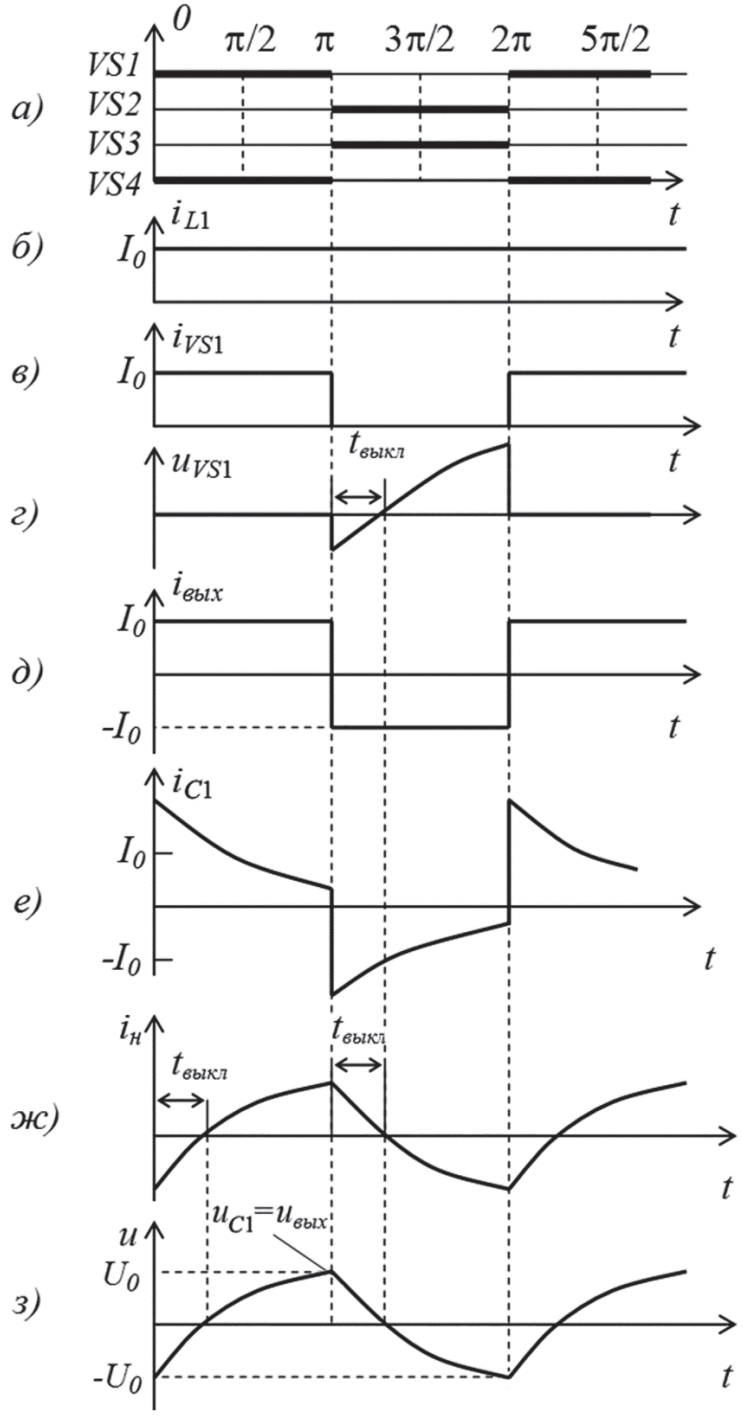


Рисунок 7.13 – Характерные диаграммы для тиристорного автономного инвертора тока

Принцип действия АИН целесообразно рассмотреть на примере модельной однофазной мостовой схемы инвертора с резистивной нагрузкой $R_н$ (рисунок 7.14, *а*).

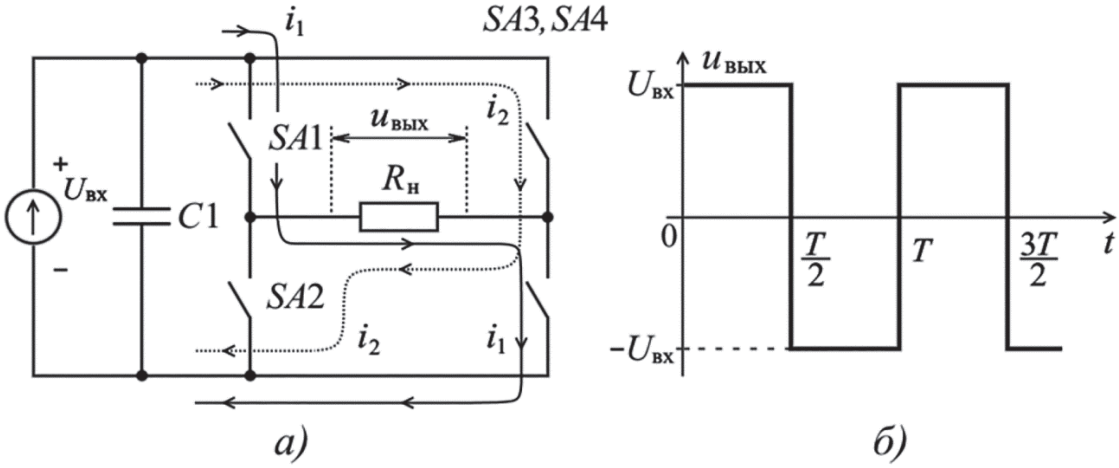


Рисунок 7.14 – Автономный инвертор напряжения:
а – модельная схема; б – временна́я диаграмма напряжения на нагрузке

Формирование меандра выходного напряжения $u_{вых}$ осуществляется попарным периодическим включением ключей $SA1$, $SA4$ и $SA3$, $SA2$. Источник постоянного напряжения $U_{вх}$ непосредственно соединен с ключевыми элементами, которые периодически с изменением полярности подключают напряжение $U_{вх}$ к нагрузке $R_н$.

В результате этого нагрузка питается как бы от источника напряжения переменного тока (рисунок 7.14, *б*).

Принципиальная схема однофазного мостового автономного инвертора напряжения с транзисторными ключами представлена на рисунке 7.15.

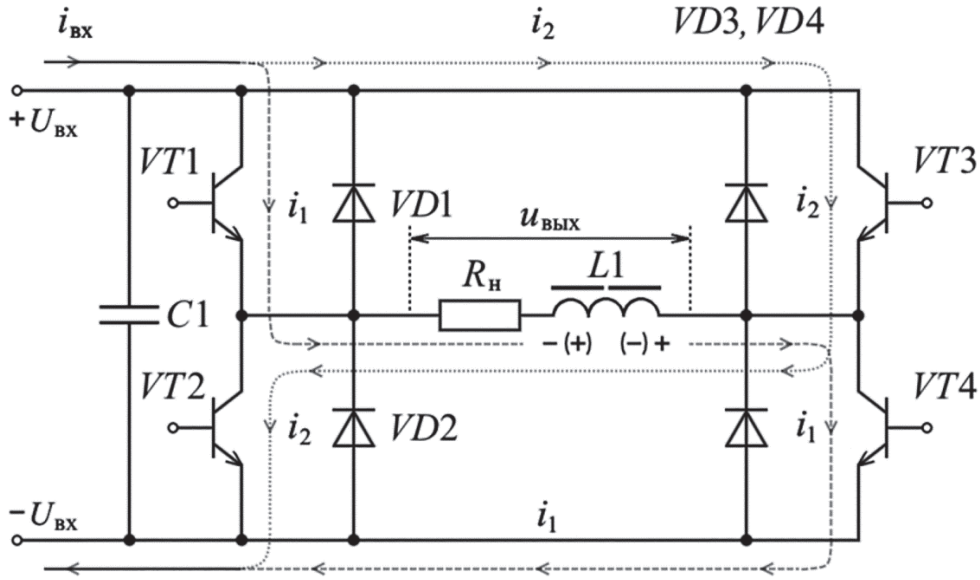


Рисунок 7.15 – Схема однофазного мостового автономного инвертора напряжения с транзисторными ключами

Резистивно-индуктивная нагрузка $Z_н$ ($R_н$ и $L1$) в схеме рассматриваемого АИН включена в диагональ моста по переменному току, образованного транзисторами $VT1 \ldots VT4$, которые шунтированы соответствующими обратными диодами $VD1 \ldots VD4$.

Формирование кривой выходного напряжения $u_{вых}$ АИН характеризуется процессами, происходящими в главных цепях инвертора, то есть в цепях транзисторов VT1…VT4, диодов VD1…VD4 и нагрузки $Z_н$, при заданных интервалах проводимости транзисторов. Характерные диаграммы токов и выходного напряжения рассматриваемого АИН показаны на рисунке 7.16.

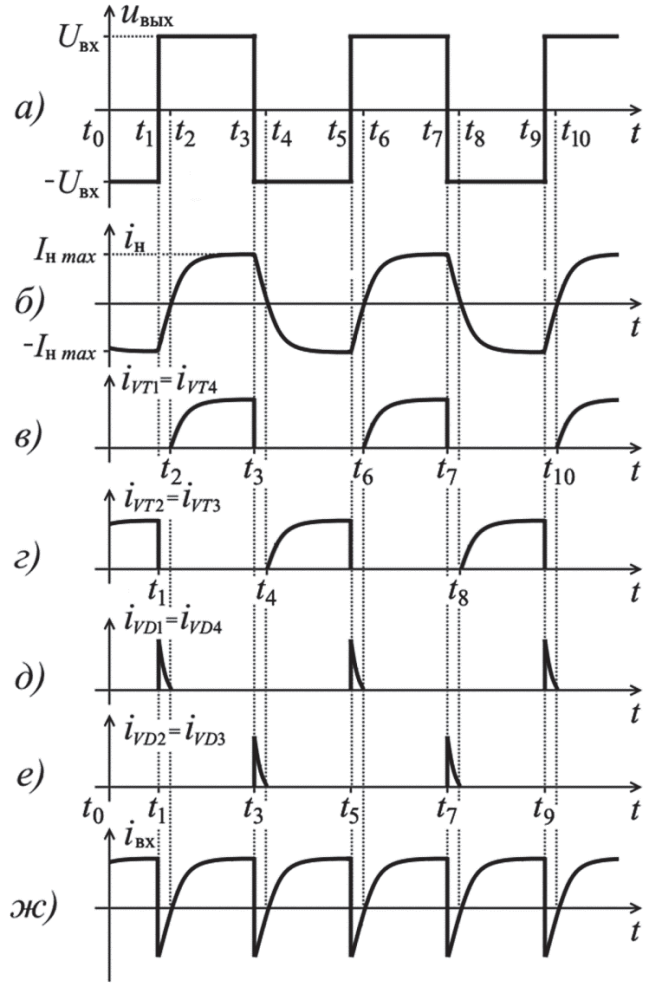


Рисунок 7.16 – Характерные диаграммы токов и напряжения для автономного транзисторного инвертора напряжения

В автономном инверторе напряжения диагонально расположенные транзисторы открываются синхронно и попарно, так что каждый из них проводит ток в течение определенного интервала времени.

Пусть на интервале времени $t_0 \ldots t_1$ (рисунок 7.16, *а*) ток нагрузки $i_н$, показанный на рисунке 7.15 точечной линией (обозначен i_2), проводят открытые транзисторы $VT3$ и $VT2$. На индуктивности $L1$ нагрузки наведена ЭДС, полярность которой указана на рисунке 7.15 без скобок.

Напряжение $u_{вых}$ на нагрузке равно $U_{вх}$ (рисунок 7.16, *а*) и имеет отрицательную полярность (указанную на рисунке 7.15 без скобок).

В момент времени t_1 (рисунок 7.16, *а*) с блока управления поступают импульсы управления, закрывающие транзисторы $VT3$ и $VT2$ и отпирающие транзисторы $VT1$ и $VT4$. В соответствии с правилом Ленца на индуктивности $L1$ нагрузки изменяется полярность ЭДС (на рисунке 7.15 указана в скобках). За

счет энергии, накопленной в индуктивности $L1$ нагрузки на интервале, когда транзисторы $VT3$ и $VT2$ были открыты, ток $i_н$ продолжает протекать через нагрузку в том же направлении и уменьшается по численному значению (рисунок 7.16, *б*). В связи с тем, что транзисторы $VT3$ и $VT2$ уже выключены, а транзисторы $VT1$ и $VT4$ проводить ток в этом направлении не могут, то ток нагрузки начинают проводить диоды $VD1$ и $VD4$ (рисунок 7.16, *д*). Включение этих диодов приводит к изменению контура протекания тока нагрузки. Энергия, запасенная в магнитном поле индуктивности нагрузки на предыдущем этапе работы АИН, отдается в нагрузку. Таким образом, роль обратных диодов *VD*1…*VD*4 сводится как к ограничению напряжения на закрытом транзисторе, так и к пропусканию реактивного тока нагрузки после выключения транзисторов. Это явление называется рекуперацией энергии.

Ток нагрузки $i_н$, протекающий через обратные диоды $VD1$ и $VD4$, уменьшается по экспоненте на интервале времени $t > t_1$ и в момент времени t_2 становится равным нулю (рисунок 7.16, *б*, *д*). При этом диоды $VD1$ и $VD4$ выключаются, а ток начинают проводить транзисторы $VT1$ и $VT4$, поскольку на их затворе в интервале времени $t_2 \dots t_3$, присутствуют положительные импульсы управления. Ток в нагрузке после прохода через нуль изменяет свое направление.

В момент времени $t = t_3$ происходит очередная коммутация транзисторов, при котором транзисторы $VT1$ и $VT4$ запираются, а транзисторы $VT3$ и $VT2$ отпираются.

Затем процессы в АИН протекают аналогично рассмотренным выше. На интервале времени $t_3 \dots t_4$ ток нагрузки проводят диоды $VD3$ и $VD2$, а на интервале времени $t_4 \dots t_5$ транзисторы $VT3$ и $VT2$ (рисунок 7.16, *е*, *г*).

Таким образом, напряжение на нагрузке $u_{вых}$ имеет прямоугольную, а ток нагрузки $i_н$ – экспоненциальную форму. Амплитуда тока нагрузки определяется параметрами нагрузки. Длительность импульсов токов обратных диодов зависит от величины энергии, накопленной в магнитном поле индуктивности нагрузки.

Отсутствие диодов в рассматриваемой схеме инвертора привело бы к появлению высоких обратных напряжений на закрытых транзисторах, а, следовательно, к их пробою.

Временна́я диаграмма входного тока $i_{вх}$, протекающего на входе инвертора, показана на рисунке 7.16, *ж*. На этой диаграмме положительные площади соответствуют отдаче энергии источником в нагрузку, а отрицательные – рекуперации.

Для АИН важное значение имеет гармонический состав выходного напряжения $U_{вых}$. Разложение прямоугольного выходного напряжения инвертора в ряд Фурье для *n*-ой гармоники дает

$$U_{вых} = \frac{4 \cdot U_0}{\pi}\left(\sin \nu + \frac{1}{3} \cdot \sin 3\nu + \frac{1}{5} \cdot \sin 5\nu + \dots + \frac{1}{n} \cdot \sin n \cdot \nu\right),$$

где $\nu = \omega \cdot t$,

$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$.

Первая (основная) гармоника $U_{\text{вых1}}$ выходного напряжения, равная $(4 \cdot U_0/\pi) \cdot \sin \nu$, имеет амплитуду $U_{\text{вых1}\,max} = 4 \cdot U_0/\pi = 1{,}27 \cdot U_0$. Из формулы нетрудно определить, что амплитуды третьей, пятой и седьмой гармоник выходного напряжения составляют 33 %, 20 % и 14 % от амплитуды основной гармоники выходного напряжения.

Для приближения формы выходного напряжения к форме первой гармоники, что часто требуется при практическом использовании АИН, между инвертором и нагрузкой включают сглаживающие фильтры.

7.4. Контрольные вопросы

1. Какую роль выполняют DC/AC преобразователями в современных источниках электропитания?
2. Какие полупроводниковые приборы используются для построения электронных ключей в источниках электропитания?
3. По каким признакам выполняется классификация инверторов?
4. В каком временно́м режиме работают транзисторы в силовых частях инверторов?
5. Проведите сравнительный анализ трех схем построения силовой части двухтактных инверторов.
6. Нарисуйте принципиальную электрическую схему генератора Ройера.
7. В каком режиме работает магнитопровод сетевого трансформатора инвертора?
8. Назовите примерный диапазон частот, в котором происходит коммутация силовых транзисторов.
9. Могут ли сетевой трансформатор и силовой транзистор в генераторе Ройера одновременно находиться в режиме насыщения?
10. Как схемотехнически реализованы запускающие цепочки (резистивная, резистивно-диодная, резистивно-емкостная и резистивно-транзисторная) в инверторах с самовозбуждением?
11. В чем состоит принципиальный недостаток инвертора с насыщающимся сетевым трансформатором?
12. Как называются трансформаторы $T1$ и $T2$ в инверторе с насыщающимся трансформатором и какую роль они выполняют?
13. Выведите формулу для расчета частоты коммутации силовых транзисторов и выполните анализ влияния параметров инвертора с насыщающимся сетевым трансформатором на частоту переключения транзисторов.
14. Какое схемотехническое отличие имеют автономные инверторы тока?
15. Какое схемотехническое отличие имеют автономные инверторы напряжения?
16. Зачем в схеме автономного инвертора напряжения включены диоды, которые шунтируют транзисторы?

ГЛАВА 8.
ИМПУЛЬСНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

В современных источниках электропитания радиотехнических и телекоммуникационных устройств особое место занимают импульсные преобразователи и стабилизаторы постоянного тока, которые называются DC/DC преобразователями.

Импульсное преобразование осуществляется с помощью транзисторных ключей, имеющих два основных состояния: либо полностью замкнуты, либо полностью разомкнуты. Поэтому DC/DC преобразователи позволяют добиться высокой энергетической эффективности, когда КПД достигает ~95 %. Преобразование обычно ведется на высокой частоте (сотни кГц), что позволяет уменьшить объем и массу статических электромагнитных элементов (трансформаторов и дросселей) и конденсаторов, что, в свою очередь, обеспечивает высокие удельные массогабаритные показатели всего РЭС. С помощью импульсных методов управления электронными ключами за счет изменения временны́х параметров импульсов регулируют и стабилизируют выходное напряжение и/или ток нагрузки. Это позволяет совместить преобразование энергии с регулированием и стабилизацией выходных параметров DC/DC преобразователей.

Подавляющее большинство импульсных преобразователей небольшой мощности (до ~100 Вт) представляют собой однотактные устройства, когда передача энергии со входа на выход осуществляется в течении одного полупериода, а более мощные преобразователи строятся по двухтактной схеме, когда передача энергии со входа на выход обеспечивает весь полный цикл – в течении обоих полупериодов.

Для ряда практических применений DC/DC преобразователей необходимы преобразователи с гальваническим разделением входных и выходных цепей, например, с помощью трансформатора, что удорожает элементную базу и ухудшает массогабаритные параметры устройства. Поэтому наряду с преобразователями с гальванической развязкой входа и выхода широко используются более дешевые DC/DC преобразователи без гальванической развязки.

Это предопределило классификацию импульсных DC/DC преобразователей на две большие группы: преобразователи с гальванической развязкой между входом и выходом и преобразователи без гальванической развязки между входом и выходом (рисунок 8.1).

DC/DC преобразователи с гальванической развязкой между входом и выходом классифицируют на три типа: прямоходовые (forward преобразователи), обратноходовые (flyback преобразователи) и с накачкой заряда.

DC/DC преобразователи без гальванической развязки между входом и выходом ранжируют на две группы: с индуктивным накопителем энергии и с безындуктивным (емкостным) накопителем энергии.

Традиционно к импульсным DC/DC преобразователям без гальванической развязки между входом и выходом и с индуктивным накопителем энергии

относят компенсационные стабилизаторы напряжения постоянного тока с импульсным регулированием. В зависимости от положения ключевого элемента в схеме DC/DC преобразователи различают одну из следующих топологий:

- понижающего типа (типа ПН);
- повышающего типа (типа ПВ);
- полярно-инвертирующего типа (типа ПИ);
- понижающе-повышающего типа (типа ПНВ).

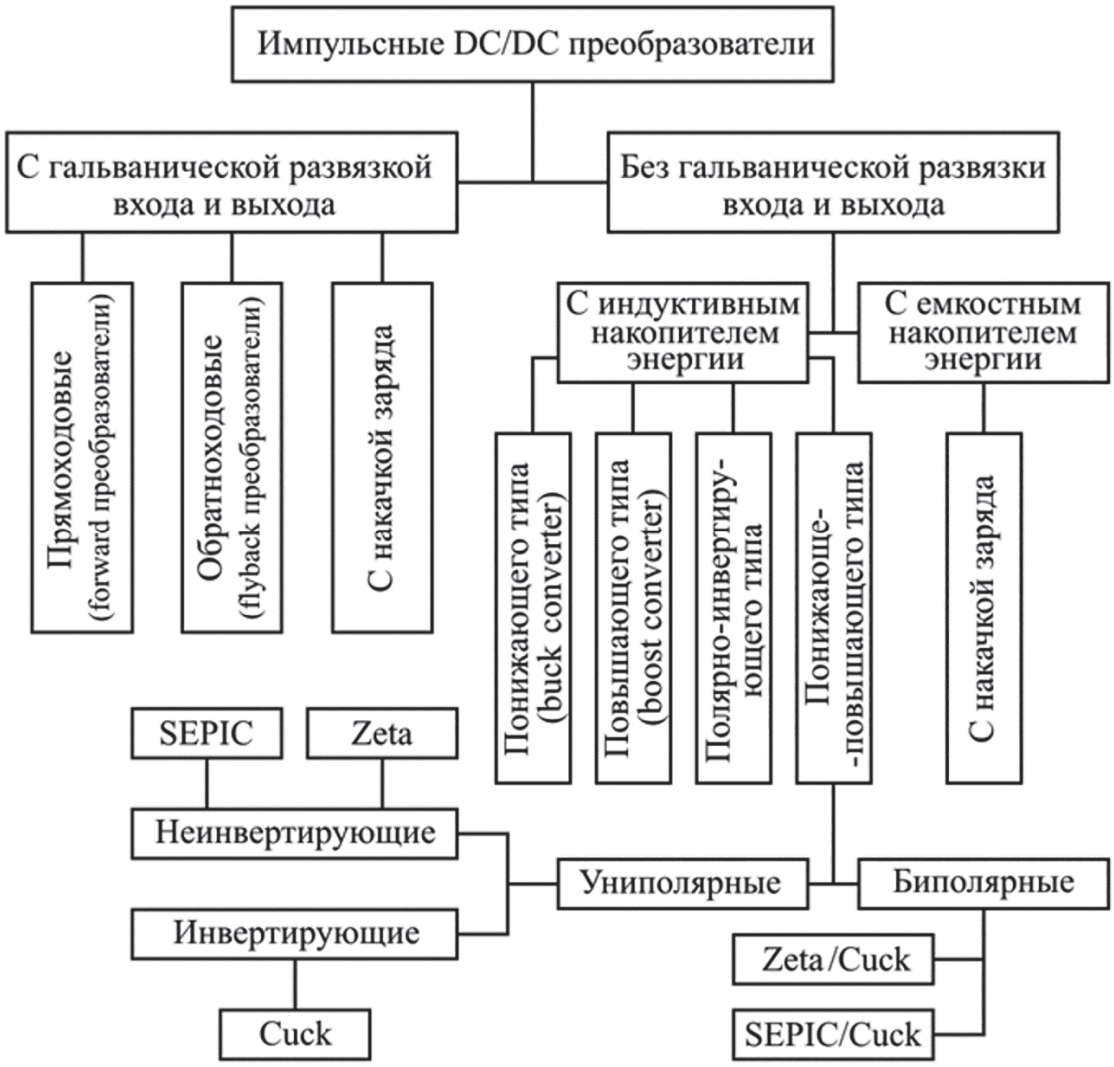


Рисунок 8.1 – Классификация импульсных DC/DC преобразователей

К импульсным DC/DC преобразователям без гальванической развязки между входом и выходом также относятся преобразователи с накачкой заряда (безындуктивные преобразователи).

С точки зрения полярности выходного напряжения DC/DC преобразователи понижающе-повышающего типа делятся на два вида: униполярные (с однополярным выходным напряжением) и биполярные (с двуполярным выходным напряжением).

Униполярные DC/DC преобразователи понижающе-повышающего типа ранжируют на инвертирующие (топология Cuck) и неинвертирующие (топологии

SEPIC (Single Ended Primary Inductor Converter) и Zeta). У инвертирующего конвертора Cuck выходное напряжение имеет полярность противоположную входному напряжению, а у неинвертирующих конверторов SEPIC и ZETA выходное напряжение имеет ту же полярность, что и входное.

Биполярные DC/DC преобразователи понижающе-повышающего типа представляют собой последовательное соединение двух униполярных преобразователей: Zeta/Cuck и SEPIC/Cuck.

8.1. Преобразователи постоянного тока с гальванической развязкой входа и выхода

Структурная схема типового DC/DC преобразователя постоянного тока с гальванической развязкой входа и выхода показана на рисунке 8.2.

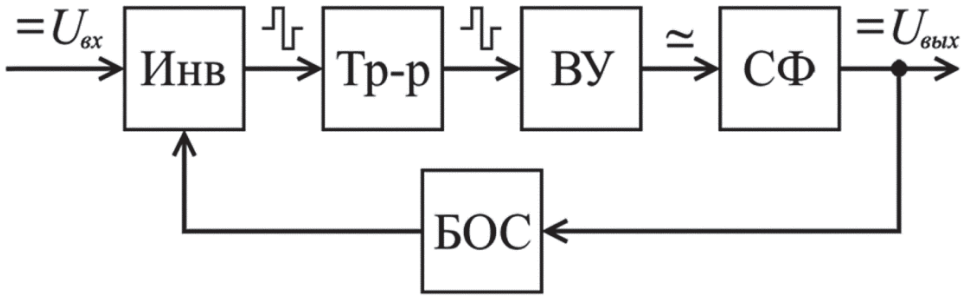


Рисунок 8.2 – Структурная схема типового DC/DC преобразователя постоянного тока с гальванической развязкой входа и выхода

Первичными источниками энергии в таких DC/DC преобразователях являются источники типа батарей или аккумуляторов, либо традиционные ИЭП, на выходе которых формируется напряжение постоянного тока.

В рассматриваемых DC/DC преобразователях входное напряжение $U_{\text{вх}}$ постоянного тока преобразуется с помощью инвертора (Инв) в напряжение переменного тока высокой частоты $f_{\text{п}}$ (частота преобразования $f_{\text{п}}$ изменяется в диапазоне от ~10 кГц до ~1 МГц).

Трансформатор (Тр-р) преобразует напряжение переменного тока, сформированное инвертором, в другое напряжение переменного тока требуемого количества и качества.

Выпрямительное устройство (ВУ) и сглаживающий фильтр (СФ) выпрямляют напряжение и сглаживают его. На выходе преобразователя формируется напряжение $U_{\text{вых}}$ постоянного тока.

Блок обратной связи (БОС) варьирует в инверторе коэффициент заполнения D импульсов, а, следовательно, регулирует выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ преобразователя.

С физической точки зрения различие прямоходовых и обратноходовых DC/DC преобразователей состоит в способе передачи энергии со входа на выход.

В прямоходовых DC/DC преобразователях передача энергии со входа на выход происходит при замкнутом (включенном) силовом транзисторе, а в

обратноходовых – передача энергии со входа на выход происходит при разомкнутом (выключенном) силовом транзисторе.

8.1.1. Прямоходовые DC/DC преобразователи

Прямоходовые однотактные преобразователи нашли применение в устройствах электропитания небольшой мощности (до ~500 Вт). При этом они обеспечивают не только гальваническую развязку входной и выходной цепей, но и формируют выходное напряжение, которое значительно (в разы) отличается от входного.

По такой схеме построено большинство зарядных устройств для мобильных телефонов.

На рисунке 8.3 показана типовая схема однотактного прямоходового однотранзисторного DC/DC преобразователя с гальванической развязкой входа и выхода.

При рассмотрении принципа действия прямоходовых преобразователей (forward преобразователей) различают две фазы их работы:

- фаза передачи энергии со входа в нагрузку (при полностью открытом силовом транзисторе $VT1$);
- фаза размагничивания сердечника (магнитопровода) сетевого трансформатора (при выключенном (закрытом) силовом транзисторе $VT1$).

Сетевой трансформатор $T1$ имеет три обмотки w_1, w_2 и w_3, причем рекуперативная обмотка w_3 включена встречно с первичной w_1 и вторичной w_2 обмотками.

Рекупера́ция (от лат. recuperatio – обратное получение, возвращение) – возвращение части материалов или энергии, расходуемых при проведении того или иного технологического процесса, для повторного использования в том же процессе.

Из рисунка 8.3 видно, что обмотки w_1 и w_2 трансформатора $T1$ включены согласно. Это отмечено точкой у обмоток (указано начало обмоток).

Силовой транзистор $VT1$, в качестве которого, как правило, используются MOSFET, выполняет функцию электронного ключа, частоту $f_{\text{п}}$ переключения которого задает блок управления. Выходное напряжение (или часть его) рассматриваемого преобразователя подается на входные клеммы 1 и 2 блока управления, а с выходных клемм 3 и 4 БУ формируется управляющее напряжение $U_{\text{зи}}$ между затвором и истоком силового транзистора $VT1$.

Диод $VD1$ выполняет функцию выпрямительного устройства, а Г-образный $L1C2$ фильтр представляет собой пассивный сглаживающий фильтр, который уменьшает пульсации выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ на нагрузке $R_{\text{н}}$ и тока $i_{\text{н}}$, протекающего через нагрузку $R_{\text{н}}$.

Диод $VD2$ обеспечивает протекание тока рекуперации $i_{\text{р}}$ через рекуперативную обмотку w_3 в одном направлении (при закрытом силовом транзисторе $VT1$).

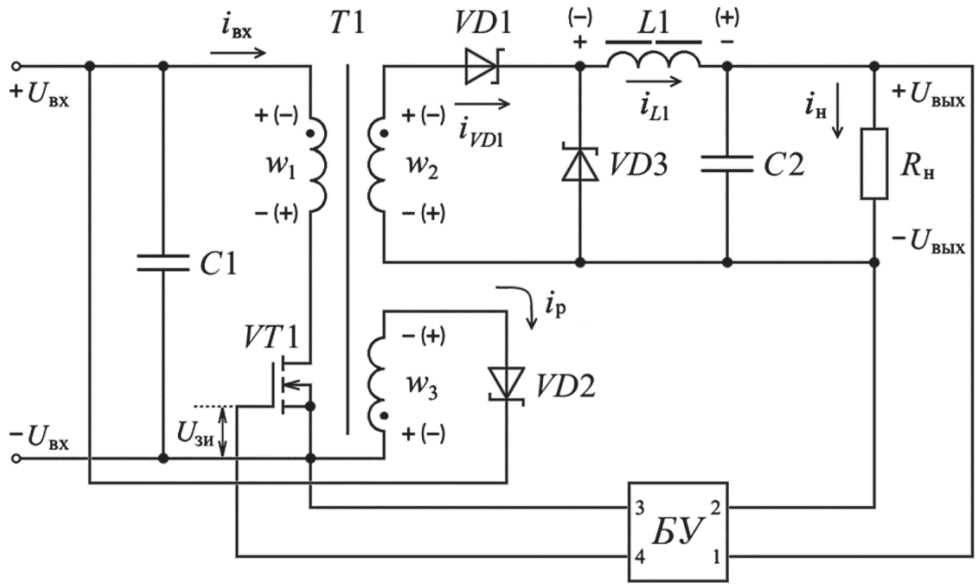


Рисунок 8.3 – Схема однотактного прямоходового однотранзисторного DC/DC преобразователя с гальванической развязкой входа и выхода

Диод $VD3$ необходим для замыкания цепи, по которой разряжается дроссель $L1$ при закрытом транзисторе $VT1$, то есть в течение фазы размагничивания магнитопровода сетевого трансформатора.

Схема прямоходового преобразователя в фазе передачи энергии со входа в нагрузку приведена на рисунке 8.4.

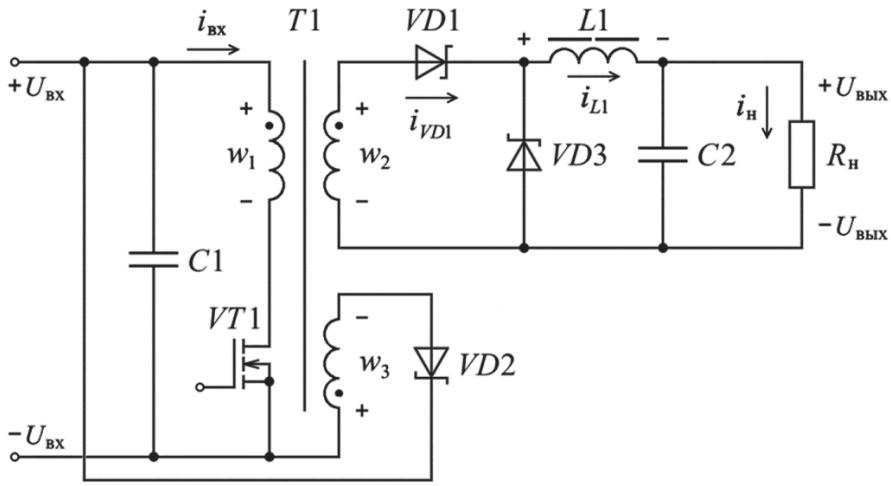


Рисунок 8.4 – Схема прямоходового DC/DC преобразователя в фазе передачи энергии со входа на выход

При полностью открытом силовом транзисторе $VT1$ по первичной обмотке w_1 сетевого трансформатора протекает входной ток $i_{вх}$ (цепь $(+U_{вх}) \rightarrow$ обмотка $w_1 \rightarrow$ транзистор $VT1 \rightarrow (-U_{вх})$). Согласно правилу Ленца на первичной обмотке w_1 трансформатора $T1$ наводится ЭДС, полярность которой указана на рисунке 8.4.

Учитывая, что обмотки w_1 и w_2 включены согласно, то полярность ЭДС на вторичной обмотке w_2 будет иметь такую же полярность, что и на обмотке

w_1. ЭДС, наведенная на обмотке w_2, является прямым напряжением для диода $VD1$, а значит он открыт и через него протекает ток i_{VD1}. Эта же ЭДС является обратным напряжением для диода $VD3$. Поэтому он закрыт. Через обмотку дросселя $L1$ протекает ток i_{L1}, равный току i_{VD1} диода $VD1$. На обмотке дросселя $L1$ наводится ЭДС с указанной на рисунке 8.4 полярностью.

При этом конденсатор $C2$ подзаряжается, а следовательно, происходит передача энергии со входа на выход, то есть реализуется фаза передачи энергии со входа в нагрузку. Ведь напряжение на конденсаторе $C2$ определяет выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ преобразователя.

При этом ток через рекуперативную обмотку w_3 не протекает, так как ЭДС, наведенная на этой обмотке w_3, является обратным напряжением для диода $VD2$.

Таким образом, при полностью открытом силовом транзисторе в прямоходовом DC/DC преобразователе происходит передача энергии со входа на выход.

В течение этой фазы работы прямоходового DC/DC преобразователя происходит также накопление энергии в магнитном поле сетевого трансформатора $T1$. Рекуперативная обмотка w_3 предназначена для исключения одностороннего насыщения магнитопровода трансформатора $T1$.

При выключенном (закрытом) силовом транзисторе $VT1$ в соответствии с правилом Ленца полярность напряжения на всех обмотках w_1, w_2 и w_3 сетевого трансформатора $T1$ изменяется. На рисунке 8.3 она указана в скобках. Диод $VD1$ закрывается. Энергия, накопленная в магнитном поле дросселя $L1$ и электрическом поле конденсатора $C2$, затрачивается на поддержание протекания тока $i_{\text{н}}$ через нагрузку $R_{\text{н}}$ в прежнем направлении (рисунок 8.5).

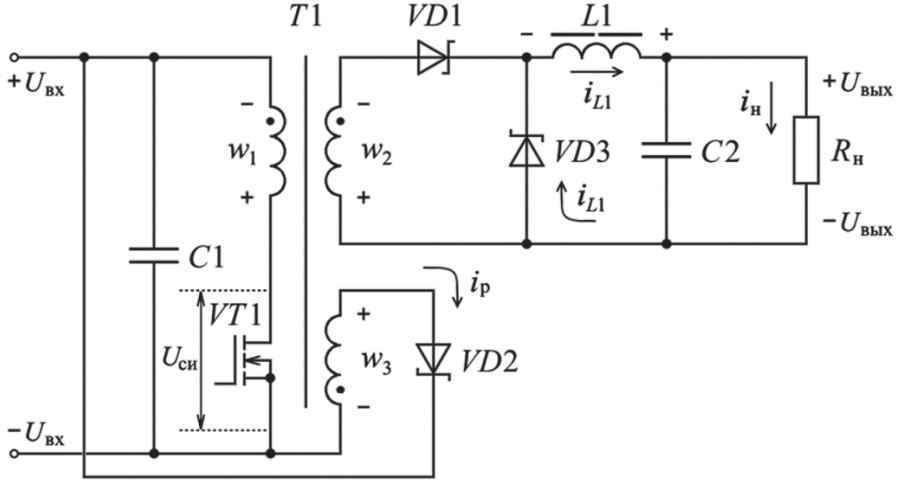


Рисунок 8.5 – Схема прямоходового DC/DC преобразователя в фазе размагничивания магнитопровода сетевого трансформатора

На обмотке дросселя $L1$ наводится ЭДС с полярностью, показанной на рисунке 8.5. При этом диод $VD3$ открывается и энергия, накопленная в магнитном поле дросселя $L1$, затрачивается на поддержание протекания тока через обмотку дросселя в прежнем направлении. Это обеспечивает передачу энергии дросселя $L1$ параллельно включенным конденсатору $C2$ и нагрузке $R_{\text{н}}$.

Полярность ЭДС, наведенной на рекуперативной обмотке w_3, также показана на рисунке 8.5. Эта ЭДС открывает рекуперативный диод $VD2$ и рекуперативным током $i_р$ энергия, накопленная в магнитном поле сетевого трансформатора $T1$, сбрасывается в первичный источник энергии. Ток рекуперации $i_р$ протекает по цепи: $(+w_3) \rightarrow (\text{диод } VD2) \rightarrow (+U_{вх}) \rightarrow (-U_{вх}) \rightarrow (-w_3)$.

Таким образом, в рассматриваемом преобразователе реализуется рекуперация энергии.

Особенность работы прямоходового DC/DC преобразователя в фазе размагничивания магнитопровода сетевого трансформатора состоит в том, что у закрытого силового транзистора $VT1$ напряжение сток-исток $U_{си}$ достигает при $w_1 = w_3$ удвоенного входного напряжения $U_{вх}$. Как видно из рисунка 8.5, при выключенном силовом транзисторе $VT1$ между его стоком и истоком приложены последовательно включенные напряжения на обмотках w_3 и w_1. Причем к моменту включения транзистора $VT1$ процесс размагничивания трансформатора $T1$ должен завершиться.

Передаточную характеристику $U_{вых} = f(U_{вх})$ рассматриваемого преобразователя можно получить из закона сохранения энергии.

Энергия W_1, запасаемая в течение времени фазы передачи энергии со входа на выход (это время называют временем импульса $t_и$) током $i_{вх}$ первичной обмотки w_1 сетевого трансформатора $T1$, к которой приложено входное напряжение $U_{вх}$ (рисунок 8.3), определяется по формуле

$$W_1 = U_{вх} \cdot i_{вх} \cdot t_и.$$

Эта накопленная энергия передается дросселю $L1$ и конденсатору $C2$, включенному параллельно нагрузке $R_н$, при полностью открытом силовом транзисторе через вторичную обмотку трансформатора в течение времени импульса $t_и$. Фактически $t_и$ это длительность фазы передачи энергии со входа в нагрузку.

Энергетические процессы формирования выходного напряжения $U_{вых}$ в рассматриваемом преобразователе протекают в течение всего периода коммутации $T = t_и + t_п$, где $t_п$ – время паузы. Фактически время паузы $t_п$ – это время фазы размагничивания магнитопровода сетевого трансформатора. В течение фазы размагничивания магнитопровода сетевого трансформатора $T1$ дроссель $L1$, конденсатор $C2$ и диод $VD3$ формируют выходное напряжение $U_{вых}$ преобразователя.

Поэтому энергия W_2, переданная в нагрузку $R_н$ в течение всего периода коммутации T, определяется по формуле

$$W_2 = U_{вых} \cdot i_н \cdot T.$$

В соответствии с законом сохранения энергии можно записать, что

$$W_1 = W_2.$$

Учитывая уравнения, определяющие энергию, переданную в течение первой фазы и второй фазы работы прямоходового DC/DC преобразователя, последнюю формулу можно переписать таким образом

$$U_{\text{вх}} \cdot i_{\text{вх}} \cdot t_{\text{и}} = U_{\text{вых}} \cdot i_{\text{н}} \cdot T.$$

После алгебраических преобразований полученного уравнения передаточная характеристика $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ рассматриваемого преобразователя имеет вид

$$U_{\text{вых}} = \frac{i_{\text{вх}}}{i_{\text{н}}} \cdot \frac{t_{\text{и}}}{T} \cdot U_{\text{вх}}. \tag{8.1}$$

Учитывая, что отношение токов в обмотках w_1 и w_2 сетевого трансформатора $T1$ обратно пропорционально отношению числа витков w_1 и w_2 этих обмоток, то есть $i_{\text{вх}}/i_{\text{н}} = w_2/w_1$ и определение коэффициента заполнения импульса $D = t_{\text{и}}/T$, формула (8.1) принимает вид

$$U_{\text{вых}} = \frac{w_2}{w_1} \cdot D \cdot U_{\text{вх}}. \tag{8.2}$$

Уравнение (8.2) и является передаточной характеристикой прямоходового DC/DC преобразователя. Видно, что для рассматриваемого преобразователя она имеет линейный характер.

В безразмерной форме уравнение передаточной характеристики прямоходового DC/DC преобразователя может быть записано

$$\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = K_{\text{тр}} \cdot D, \tag{8.3}$$

где $K_{\text{тр}} = \frac{w_2}{w_1}$ – коэффициент трансформации сетевого трасформатора, который определяется по отношению числа витков его вторичной и первичной обмоток.

На рисунке 8.6 показана передаточная характеристика прямоходового DC/DC преобразователя (линия 2), построенная в безразмерном виде и представляющая зависимость

$$\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} \cdot \frac{1}{K_{\text{тр}}} = f(D).$$

Передаточная характеристика прямоходового DC/DC преобразователя представляет собой линейную функцию, угол наклона которой определяется коэффициентом трансформации сетевого трансформатора.

Характерными точками этой передаточной характеристики являются точки при коэффициенте заполнения D равном 0, 0,5 и 1, для которых значения ординат $\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} \cdot \frac{1}{K_{\text{тр}}}$ равны 0, 0,5 и 1,0, соответственно.

При высоком входном напряжении $U_{\text{вх}}$ применяется схема однотактного прямоходового двухтранзисторного DC/DC преобразователя с гальванической развязкой входа и выхода, показанная на рисунке 8.7.

Силовые транзисторы $VT1$ и $VT2$, включенные последовательно с первичной обмоткой w_1 сетевого трансформатора $T1$, работают синфазно, то есть одновременно открываются и закрываются. Энергия накапливается не только в магнитном поле сетевого трансформатора, но и в магнитном поле дросселя $L1$.

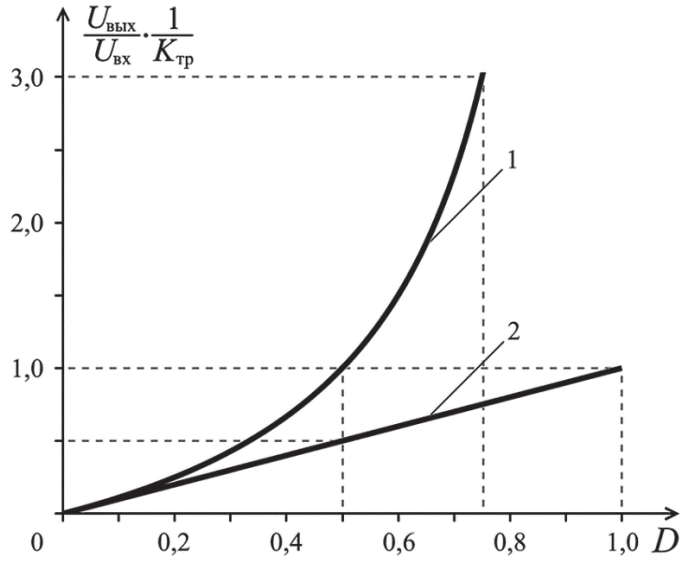


Рисунок 8.6 – Передаточная характеристика:
1 – обратноходового DC/DC преобразователя;
2 – прямоходового DC/DC преобразователя

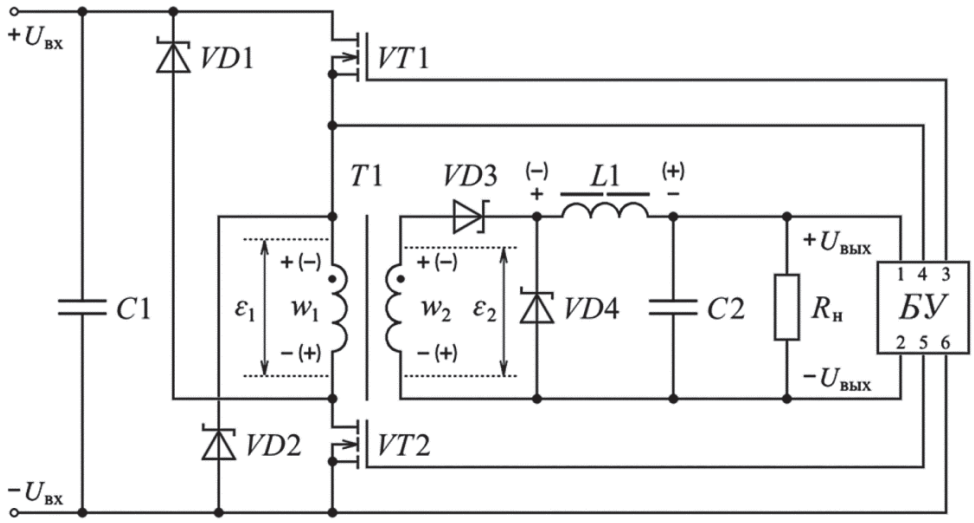


Рисунок 8.7 – Схема однотактного прямоходового двухтранзисторного DC/DC преобразователя с гальванической развязкой входа и выхода

В фазе передачи энергии в нагрузку силовые транзисторы $VT1$ и $VT2$ полностью открыты, а диоды $VD1$ и $VD2$ закрыты. На обмотках w_1 и w_2, включенных согласно, наводятся ЭДС ε_1 и ε_2, полярность которых указана на рисунке 8.7 без скобок.

Обратная связь в преобразователе реализована блоком управления. На клеммы 1 и 2 БУ подается выходное напряжение $U_{вых}$ или часть его. Управляющее напряжение для транзисторов $VT1$ и $VT2$, то есть напряжение затвор-исток $U_{зи}$ с выводов 3, 4 и 5, 6 БУ подается на соответствующие силовые транзисторы.

Топология и принцип действия части схемы, питающейся от вторичной обмотки w_2 трансформатора $T1$, аналогичны рассмотренной ранее схемы (рисунок 8.3).

При выключении блоком управления транзисторов $VT1$ и $VT2$ полярность ЭДС ε_1 и ε_2 на обмотках w_1 и w_2 изменяется (она указана на рисунке 8.7 в скобках) и начинается фаза размагничивания магнитопровода трансформатора током, протекающим по цепи: $(+\varepsilon_1) \rightarrow (\text{диод } VD1) \rightarrow (+U_{\text{вх}}) \rightarrow (-U_{\text{вх}}) \rightarrow (\text{диод } VD2) \rightarrow (-\varepsilon_1)$.

Простота и надёжность однотактного прямоходового двухтранзисторного преобразователя, широкие возможности для регулировки выходного тока, помехозащищённость, не требуется дополнительная рекуперативная обмотка трансформатора – всё это привлекает разработчиков преобразователей средней мощности.

В качестве недостатков таких преобразователей надо отметить следующее: большие токи через транзисторы и высокие требования к форме управляющих импульсов (это требует использования мощных драйверов для управления силовыми ключами). Кроме того, большие импульсные токи в выходных цепях предъявляют жесткие требования к сглаживающим конденсаторам, так как электролитические конденсаторы чрезвычайно критичны к большим импульсным токам.

Для удержания транзисторов в области допустимых значений (ОДЗ) требуются дополнительные *RCD* цепочки (так называемые снабберы).

8.1.2. Обратноходовые DC/DC преобразователи

DC/DC преобразователи с передачей энергии на обратном ходу (обратноходовые преобразователи, flyback) являются популярными импульсными устройствами малой и средней мощности в силу своей дешевизны и небольшого количества электронных компонентов. Однако по энергетическим характеристикам обратноходовые преобразователи уступают большинству других преобразователей из-за практически невозможной рекуперации энергии индуктивности рассеивания трансформатора.

В обратноходовых DC/DC преобразователях первичная w_1 и вторичная w_2 обмотки сетевого трансформатора $T1$ включены встречно (рисунок 8.8).

При рассмотрении принципа действия обратноходового преобразователя постоянного тока следует различать две фазы его работы:

- фаза накопления энергии в трансформаторе (при полностью открытом силовом транзисторе $VT1$);
- фаза передачи энергии в нагрузку (при выключенном (закрытом) силовом транзисторе $VT1$).

Фаза накопления энергии в трансформаторе реализуется при полностью открытом блоком управления силовом транзисторе $VT1$. По цепи $(+U_{\text{вх}}) \rightarrow$ обмотка $w_1 \rightarrow$ транзистор $VT1 \rightarrow (-U_{\text{вх}})$ протекает входной ток $i_{\text{вх}} = i_1$ и в магнитном поле сетевого трансформатора $T1$ накапливается энергия. Полярность

ЭДС ε_1 и ε_2, индуцированных на обмотках w_1 и w_2, указана на рисунке 8.8 без скобок.

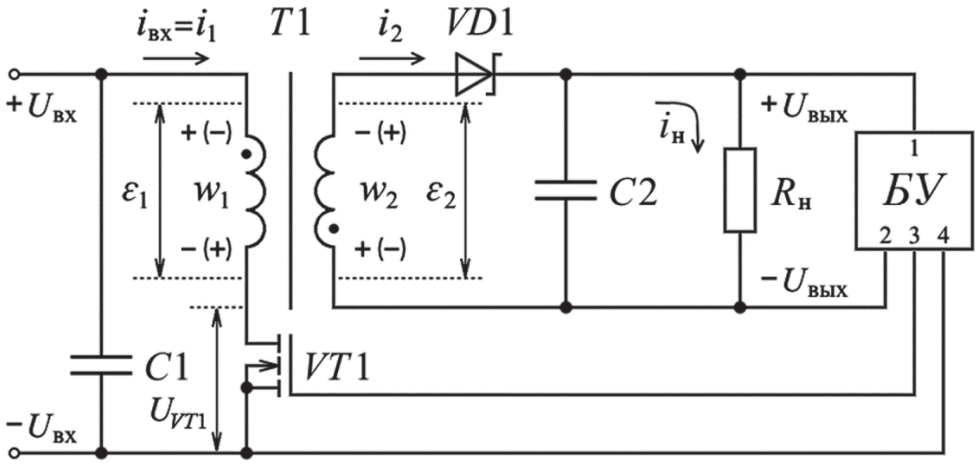


Рисунок 8.8 – Схема обратноходового DC/DC преобразователя с гальванической развязкой входа и выхода

ЭДС ε_2 является обратным напряжением для выпрямительного диода $VD1$. Поэтому при открытом силовом транзисторе $VT1$ диод $VD1$ закрыт. Выходное напряжение $U_{вых}$ на нагрузке $R_н$ формируется только сглаживающим конденсатором $C2$.

На первичной обмотке w_1 сетевого трансформатора $T1$ в течение фазы накопления энергии в трансформаторе входное напряжение $U_{вх}$ компенсируется индуцированным ЭДС ε_1. Поэтому можно записать, что

$$U_{вх} + \varepsilon_1 = 0$$

или

$$U_{вх} = -\varepsilon_1. \tag{8.4}$$

В соответствии с законом электромагнитной индукции для первичной обмотки сетевого трансформатора можно записать

$$\varepsilon_1 = -L_{w1} \cdot \frac{di_{вх}}{dt}, \tag{8.5}$$

где L_{w1} – индуктивность первичной обмотки сетевого трансформатора.

Подставив формулу (8.5) определения ε_1 в (8.4), имеют

$$U_{вх} = L_{w1} \cdot \frac{di_{вх}}{dt}. \tag{8.6}$$

Из этой формулы получают выражение для определения входного тока $di_{вх}$ преобразователя

$$di_{вх} = \frac{U_{вх}}{L_{w1}} \cdot dt. \tag{8.7}$$

Интегрируя формулу (8.7) на интервале времени от 0 до текущего момента времени t и учитывая соответствующее изменение входного тока $i_{вх}$ от 0 до текущего значения тока $i_{вх}$, получают

$$\int_0^{i_{\text{вх}}} di_{\text{вх}} = \int_0^{t} \frac{U_{\text{вх}}}{L_{w1}} \cdot dt$$

или

$$i_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{L_{w1}} \cdot t. \tag{8.8}$$

Из формулы (8.8) следует, что в течение времени открытого состояния силового транзистора $VT1$, то есть в течение фазы накопления энергии в трансформаторе, входной ток $i_{\text{вх}}$ возрастает по линейному закону от 0 до максимального значения входного тока $I_{\text{вх}\,max}$ (рисунок 8.9, *а*). Причем $I_{\text{вх}\,max}$ определяют по формуле (8.8) при $t = t_{\text{и}}$, то есть

$$I_{\text{вх}\,max} = \frac{U_{\text{вх}}}{L_{w1}} \cdot t_{\text{и}}. \tag{8.9}$$

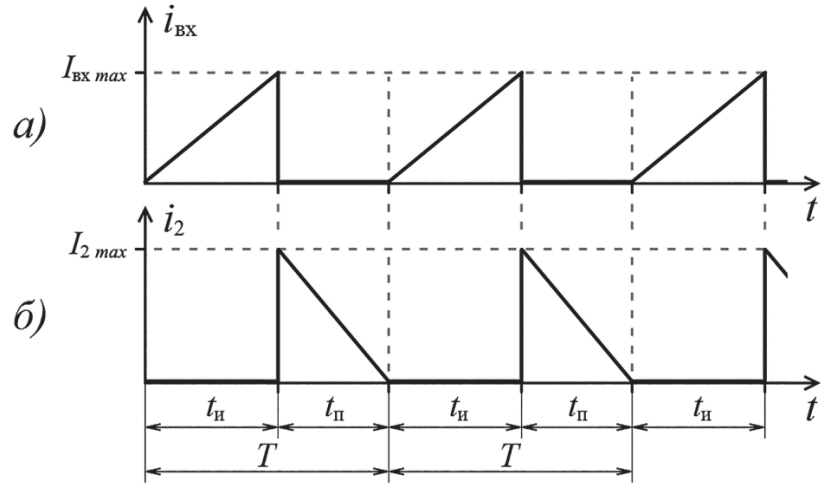


Рисунок 8.9 – Характерные диаграммы токов для обратноходового DC/DC преобразователя:
а – входной ток; б – ток во вторичной обмотке сетевого трансформатора

При выключении блоком управления силового транзистора $VT1$ наступает фаза передачи энергии в нагрузку. Входной ток $i_{\text{вх}}$ через первичную обмотку w_1 сетевого трансформатора $T1$ и силовой транзистор $VT1$ не протекает.

Полярность ЭДС ε_1 и ε_2, индуцированных на обмотках w_1 и w_2, изменяется (на рисунке 8.8 указана в скобках), выпрямительный диод $VD1$ открывается и энергия, накопленная в магнитном поле сетевого трансформатора $T1$, обеспечивает протекание тока i_2 через вторичную обмотку w_2 трансформатора, который подзаряжает сглаживающий конденсатор $C2$, параллельно которому включена нагрузка $R_{\text{н}}$. Очевидно, что ток i_2, протекающий через вторичную обмотку w_2 сетевого трансформатора уменьшается (рисунок 8.9, *б*).

В момент выключения силового транзистора $VT1$ соотношение между током $i_{\text{вх}}$, протекающим в обмотке w_1, и током i_2, протекающим в обмотке w_2, имеет вид

$$i_2 = \frac{w_1}{w_2} \cdot i_{\text{вх}}. \tag{8.10}$$

Учитывая, что при завершении фазы накопления энергии в трансформаторе максимальное значение входного тока $I_{\text{вх}\,max}$ определяется по формуле (8.9), то, согласно соотношению (8.10), максимальное значение тока $I_{2\,max}$ через вторичную обмотку w_2 сетевого трансформатора в этот момент времени (начало фазы передачи энергии в нагрузку) определяется формулой

$$I_{2\,max} = \frac{w_1}{w_2} \cdot I_{\text{вх}\,max}. \tag{8.11}$$

На вторичной обмотке w_2 сетевого трансформатора $T1$ в течение фазы передачи энергии в нагрузку выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ формируется индуцированной ЭДС ε_2

$$\varepsilon_2 = U_{\text{вых}}. \tag{8.12}$$

В соответствии с законом электромагнитной индукции для вторичной обмотки сетевого трансформатора можно записать

$$\varepsilon_2 = -L_{w2} \cdot \frac{di_2}{dt}, \tag{8.13}$$

где L_{w2} – индуктивность вторичной обмотки сетевого трансформатора.

С учетом (8.13) формулу (8.12) можно записать

$$U_{\text{вых}} = -L_{w2} \cdot \frac{di_2}{dt}$$

или

$$di_2 = -\frac{U_{\text{вых}}}{L_{w2}} \cdot dt.$$

Интегрируя полученную формулу на интервале времени от 0 до текущего момента времени t и учитывая соответствующее изменение тока i_2 через вторичную обмотку w_2 сетевого трансформатора от $I_{2\,max}$ до текущего значения i_2, получают

$$\int_{I_{2\,max}}^{i_2} di_{\text{вх}} = -\int_0^t \frac{U_{\text{вых}}}{L_{w2}} \cdot dt$$

или

$$i_2 - I_{2\,max} = -\frac{U_{\text{вых}}}{L_{w2}} \cdot t.$$

Целесообразно записать полученное выражение, определяющее ток через вторичную обмотку w_2 сетевого трансформатора в течение времени $t_{\text{п}}$ закрытого состояния силового транзистора $VT1$, то есть в течение фазы передачи энергии в нагрузку, в виде

$$i_2 = I_{2\,max} - \frac{U_{\text{вых}}}{L_{w2}} \cdot t. \qquad (8.14)$$

Видно, что ток i_2 убывает по линейному закону от $I_{2\,max}$ до мимального значения тока (рисунок 8.9, *б*).

Строго говоря, сетевой трансформатор в обратноходовых DC/DC преобразователях с гальванической развязкой входа и выхода выполняет функцию дросселя, а не трансформатора. Поэтому в этом случае говорят, что в таких схемах применяется не сетевой трансформатор, а накопительный трансформатор.

Передаточную характеристику $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ обратноходового DC/DC преобразователя с гальванической развязкой входа и выхода можно получить следующим образом.

В первой фазе (в течение времени $t_{\text{и}}$) входное напряжение $U_{\text{вх}}$ приложено к первичной обмотке трансформатора с числом витков w_1. Тогда, согласно формуле (8.4), можно записать $U_{\text{вх}} = -\,\varepsilon_1$. В соответствии с законом электромагнитной индукции ε_1 определяется формулой

$$\varepsilon_1 = -w_1 \frac{d\Phi}{dt}, \qquad (8.15)$$

где Φ – поток магнитной индукции в сердечнике сетевого трансформатора.

Это позволяет соотношение $U_{\text{вх}} = -\,\varepsilon_1$ записать в виде

$$U_{\text{вх}} = w_1 \frac{d\Phi}{dt}.$$

Из этого выражения следует, что

$$\frac{d\Phi}{dt} = \frac{U_{\text{вх}}}{w_1}.$$

Учитывая, что напряжение $U_{\text{вх}}$ за время первой фазы (в течение времени импульса $t_{\text{и}}$) остается практически неизменным и число витков первичной обмотки сетевого трансформатора $w_1 = const$, следует, что $(d\Phi/dt) = const$, а следовательно, функция $\Phi = f(t)$ является линейной.

Поток магнитной индукции за время $t_{\text{и}}$ увеличивается от минимального значения Φ_1 до максимального значения Φ_2, то есть его изменение $\Delta\Phi_1$ равно

$$\Delta\Phi_1 = \Phi_2 - \Phi_1.$$

Тогда по закону электромагнитной индукции можно записать (в конечных разностях)

$$U_{\text{вх}} = w_1 \frac{\Delta\Phi_1}{t_{\text{и}}}$$

или

$$\Delta\Phi_1 = \frac{U_{\text{вх}} \cdot t_{\text{и}}}{w_1}. \qquad (8.16)$$

Во второй фазе (в течение времени паузы $t_{\text{п}}$) аналогичный процесс происходит со вторичной обмоткой накопительного трансформатора, напряжение на которой практически равно выходному напряжению $U_{\text{вых}}$, равному напряжению на конденсаторе $C2$. Учитывая, что за время $t_{\text{п}}$ поток магнитной индукции уменьшается от Φ_2 до Φ_1, то есть его изменение также определяется

$$\Delta\Phi_2 = \Phi_1 - \Phi_2.$$

Согласно закону электромагнитной индукции можно записать

$$U_{\text{вых}} = w_2 \frac{\Delta\Phi_2}{t_{\text{п}}}$$

или

$$\Delta\Phi_2 = \frac{U_{\text{вых}} \cdot t_{\text{п}}}{w_2}. \tag{8.17}$$

В установившемся режиме работы обратноходового DC/DC преобразователя каждый последующий цикл с энергетической точки зрения должен быть тождественным предыдущему. Это реализуется лишь при равных количественных изменениях потоков магнитной индукции, то есть при выполнении условия

$$\Delta\Phi_1 = \Delta\Phi_2. \tag{8.18}$$

С учетом (8.16) и (8.17) полученное равенство (8.18) принимает вид

$$\frac{U_{\text{вх}} \cdot t_{\text{и}}}{w_1} = \frac{U_{\text{вых}} \cdot t_{\text{п}}}{w_2}$$

или

$$U_{\text{вых}} = \frac{w_2}{w_1} \cdot \frac{t_{\text{и}}}{t_{\text{п}}} \cdot U_{\text{вх}}. \tag{8.19}$$

Отношение $t_{\text{и}}/t_{\text{п}}$, входящее в формулу (8.19), можно преобразовать следующим образом

$$\frac{t_{\text{и}}}{t_{\text{п}}} = \frac{t_{\text{и}}}{T - t_{\text{и}}} = \frac{\frac{t_{\text{и}}}{T}}{\frac{T}{T} - \frac{t_{\text{и}}}{T}} = \frac{D}{1 - D}.$$

Теперь с учетом определения коэффициента трансформации $K_{\text{тр}}$, определяемого по отношению числа витков вторичной и первичной обмоток трансформатора, то есть $K_{\text{тр}} = w_2/w_1$, формулу (8.19) можно представить в следующем виде

$$U_{\text{вых}} = K_{\text{тр}} \cdot \frac{D}{1 - D} \cdot U_{\text{вх}}. \tag{8.20}$$

Полученное уравнение определяет передаточную характеристику обратноходового DC/DC преобразователя.

В безразмерной форме уравнение передаточной характеристики обратноходового DC/DC преобразователя может быть записано

$$\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = K_{\text{тр}} \cdot \frac{D}{1 - D}$$

или

$$\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} \cdot \frac{1}{K_{\text{тр}}} = \frac{D}{1-D}.$$

На рисунке 8.6 показана полученная передаточная характеристика обратноходового DC/DC преобразователя (линия 1), построенная в безразмерном виде и представляющая зависимость

$$\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} \cdot \frac{1}{K_{\text{тр}}} = f(D). \tag{8.21}$$

Передаточная характеристика обратноходового DC/DC преобразователя представляет собой нелинейную функцию, темп изменения которой определяется коэффициентом трансформации сетевого трансформатора.

Характерными точками этой передаточной характеристики являются точки при коэффициенте заполнения D равном 0 и 0,5, для которых значения ординат $\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} \cdot \frac{1}{K_{\text{тр}}}$ равны 0 и 1,0, соответственно.

Достоинства обратноходовых DC/DC преобразователей:

- гальваническая развязка входных и выходных цепей;
- нечувствительность к короткому замыканию нагрузки;
- возможность регулирования $U_{\text{вых}}$;
- исключена возможность передачи электромагнитных помех из сети в нагрузку и обратно;
- имеют малое число компонентов;
- имеют низкую стоимость.

Недостатки обратноходовых DC/DC преобразователей:

- наличие индуктивной связи между обмотками (вызывает скачки напряжения на силовом транзисторе);
- мощность ограничена энергией, запасаемой в накопительном трансформаторе;
- не работают на холостом ходу, то есть при отключенной нагрузке.

8.2. Преобразователи постоянного тока без гальванической развязки входа и выхода

В настоящее время многие DC/DC преобразователи без гальванической развязки входа и выхода выпускаются в виде интегральных схем с низкой стоимостью, высокой надежностью, высокими частотами преобразования, высоким КПД, значительными выходными токами (до 3 А), малой потребляемой мощностью в отключенном состоянии, что особенно важно для приборов с автономным питанием. Они работоспособны в широком диапазоне входных напряжений: входное напряжение может быть ниже выходного или выше, или другой полярности.

DC/DC преобразователи используются для построения систем распределенного (автономного) питания PoL (Point-of-Load), то есть, тогда, когда нужно обеспечивать питание нагрузки в непосредственной близости их размещения, то есть при небольших длинах шин промежуточного питания.

DC/DC преобразователи без гальванической развязки входа и выхода, охваченные контуром отрицательной обратной связи, часто называют компенсационными стабилизаторами напряжения постоянного тока с импульсным регулированием. Электрорадиокомпонентом в значительной степени определяющим параметры КСН с ИР является регулирующий (силовой) транзистор, работающий в импульсном (ключевом) режиме.

Со схемотехнической точки зрения устройство КСН с ИР можно разделить на две функционально независимых составляющих: силовая часть и блок управления.

БУ компенсационных стабилизаторов напряжения с импульсным регулированием включает в себя датчик выходного напряжения, источник эталонного (опорного) напряжения, усилитель сигнала ошибки и модулятор.

Принципы построения БУ рассматриваемых устройств достаточно трудно систематизировать, так как для каждого DC/DC преобразователя используется специализированный блок управления, учитывающий особенности работы и применения КСН с ИР.

Топологию силовой части DC/DC преобразователей без гальванической развязки входа и выхода обычно классифицируют по соотношению значений входного и выходного напряжений: понижающего типа (ПН), повышающего типа (ПВ), полярно-инвертирующего типа (ПИ) и понижающе-повышающего типа (ПНВ).

Силовые части типов ПН, ПВ и ПИ КСН с ИР строятся из четырех электрорадиокомпонентов:

– транзистор (биполярный или полевой), являющийся электронным ключом;
– дроссель, выполняющий функцию накопителя магнитной энергии;
– диод, называемый возвратным (разрядным);
– конденсатор, являющейся накопителем электрической энергии.

При рассмотрении схемотехники и физических процессов, протекающих в DC/DC преобразователях, электрорадиокомпоненты целесообразно считать идеальными.

С точки зрения временно́го режима работы силового транзистора в КСН с ИР различают три вида модуляции:

– широтно-импульсная (ШИМ), при которой период коммутации T постоянен, а время нахождения регулирующего транзистора в области насыщения (отсечки) изменяется;
– частотно-импульсная (ЧИМ), при которой период коммутации T не постоянен, а время нахождения регулирующего транзистора в области насыщения (отсечки) постоянно;

– двухпозиционная (релейная) (ДПМ), при которой и период коммутации T, и время нахождения регулирующего транзистора в области насыщения (отсечки) изменяются.

В стабилизаторах с ШИМ используется генератор, длительность выходного импульса $t_{\text{и}}$ или паузы $t_{\text{п}}$ которого изменяется в зависимости от величины сигнала, поступающего на его вход с выхода устройства сравнения.

Принцип действия КСН с ИР с ШИМ: постоянное напряжение $U_{\text{вх}}$ от выпрямителя или аккумуляторной батареи подается на регулирующий транзистор, а затем через сглаживающий фильтр на выход стабилизатора. В блоке управления выходное напряжение стабилизатора сравнивается с эталонным напряжением, а затем усиленный сигнал, пропорциональный разности выходного и эталонного напряжений, подается на вход импульсного элемента, преобразующего сигнал постоянного тока в импульсы с определенной длительностью. Длительность импульсов изменяется пропорционально сигналу разности между эталонным и выходным напряжением. В соответствии с управляющими импульсами регулирующий транзистор периодически переключается из режима насыщения в режим отсечки и обратно. Среднее напряжение на входе сглаживающего фильтра зависит от соотношения между временем нахождения транзистора в открытом $t_{\text{и}}$ и закрытом $t_{\text{п}}$ состояниях (причем период T равный $t_{\text{и}} + t_{\text{п}}$ остается постоянным). При изменении напряжения на выходе стабилизатора изменяется сигнал на выходе БУ, а, следовательно, и соотношение между временами $t_{\text{и}}$ и $t_{\text{п}}$ регулирующего транзистора, при этом среднее выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ возвращается к своему первоначальному значению.

В стабилизаторах с ЧИМ при изменении сигнала на входе регулирующего транзистора изменяется длительность паузы $t_{\text{п}}$, а длительность импульса $t_{\text{и}}$ остается неизменной. Следовательно, период коммутации транзистора является переменной величиной. Принцип действия таких стабилизаторов аналогичен принципу действия КСН с ИР с ШИМ. Изменение выходного напряжения КСН с ИР вызывает изменение времени паузы регулирующего транзистора, что приводит к изменению частоты его коммутации, а среднее выходное напряжение при этом остается неизменным.

Принцип действия КСН с ИР с двухпозиционной (релейной) модуляцией силового транзистора несколько отличается от принципа действия стабилизаторов с ШИМ и ЧИМ.

В таких стабилизаторах в качестве импульсного элемента применяется триггер, который управляет регулирующим транзистором. При подаче постоянного напряжения на вход стабилизатора, в первый момент времени регулирующий транзистор открыт и напряжение на выходе стабилизатора увеличивается. Соответственно растет и сигнал на выходе схемы сравнения. При определенном выходном напряжении стабилизатора величина сигнала на выходе схемы сравнения становится достаточной для срабатывания триггера. Триггер срабатывает и закрывает регулирующий транзистор. Напряжение на выходе стабилизатора начинает уменьшаться, что вызывает уменьшение сигнала на выходе схемы сравнения. Триггер вновь срабатывает и открывает регулирующий транзистор.

Напряжение на выходе стабилизатора начинает увеличиваться. Выходное напряжение будет увеличиваться до тех пор, пока триггер не закроет регулирующий транзистор. Таким образом, процесс коммутации будет повторяться. Изменение входного напряжения или тока нагрузки стабилизатора приведет к изменению времени открытого состояния регулирующего транзистора и его частоты переключения, а среднее выходное напряжение поддерживается неизменным с определенной степенью точности.

Отличие стабилизаторов заключается в следующем. Во-первых, в стабилизаторах с ШИМ частота переключения регулирующего транзистора постоянна, а в стабилизаторах с ЧИМ и ДПМ частота переключения регулирующего транзистора зависит от тока нагрузки и выходного напряжения. Во-вторых, пульсация выходного напряжения в стабилизаторах с ШИМ и ЧИМ принципиально может быть равна нулю, а в КСН с ИР с двухпозиционной модуляцией – нет, так как периодические переключения триггера возможны только при периодическом изменении выходного напряжения.

Основным недостатком КСН с ИР с ДПМ и ЧИМ, ограничивающим область их применения, является зависимость частоты переключения регулирующего транзистора от входного напряжения и тока нагрузки.

8.2.1. КСН с ИР, силовая часть которого построена по схеме понижающего типа

КСН с ИР, силовая часть которого построена по схеме типа ПН (в зарубежной литературе встречаются такие названия: buck converter, chopper, step-down converter), позволяет получить на выходе меньшее напряжение $U_{\text{вых}}$, чем на его входе $U_{\text{вх}}$ (рисунок 8.10).

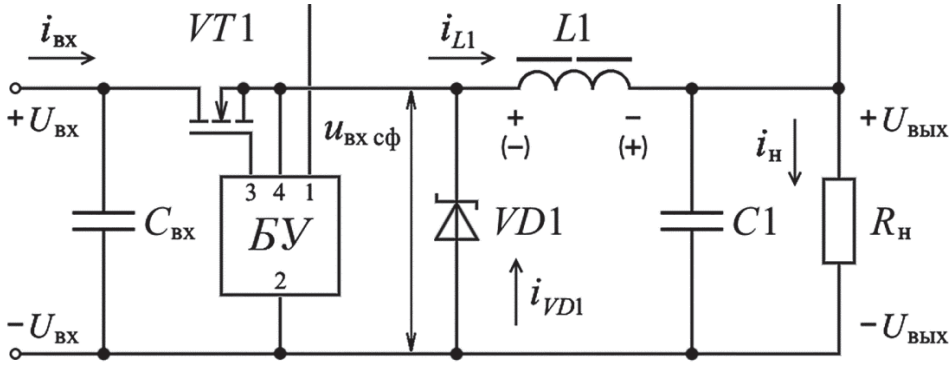


Рисунок 8.10 – Схема силовой части понижающего типа компенсационного стабилизатора напряжения постоянного тока с импульсным регулированием

По другой классификации узлов и блоков ИЭП устройство, реализованное по схеме, показанной на рисунке 8.10, можно называть DC/DC преобразователем без гальванической развязки входа и выхода.

Схемотехника силовой части типа ПН

БУ рассматриваемого КСН с ИР, построенного по схеме типа ПН, выполняет управляющую функцию для силового транзистора $VT1$. Он задает частоту

коммутации силового транзистора $VT1$, которая может изменяться в диапазоне от ~10 кГц до ~2 МГц.

В этой схеме и в подобных схемах далее целесообразно для уменьшения пульсаций входного напряжения $U_{вх}$ на входе КСН с ИР установить входной конденсатор $C_{вх}$.

Выводы у БУ предназначены: 1 и 2 – для реализации отрицательной обратной связи, то есть регистрации $U_{вых}$ или части его, а выводы 3 и 4 – для управления силовым транзистором $VT1$ за счет формирования у него управляющего напряжения $U_{зи}$ затвор-исток.

Дроссель $L1$ вместе с конденсатором $C1$ образует $Г$-образный пассивный сглаживающий выходной LC-фильтр.

Возвратный диод $VD1$ обеспечивает разрядку дросселя $L1$ при выключенном силовом транзисторе $VT1$.

Иногда возвратный диод $VD1$ включают в состав сглаживающего фильтра. В этом случае сглаживающий фильтр будет состоять из трех компонент $VD1, L1$ и $C1$ и будет кратко называться LCD-фильтром.

Работа силовой части понижающего типа состоит из двух фаз (рисунок 8.11): фазы накопления энергии дросселем и конденсатором (при полностью открытом силовом транзисторе $VT1$) и фазы передачи энергии дросселя и конденсатора в нагрузку (при выключенном (закрытом) силовом транзисторе $VT1$).

При полностью открытом силовом транзисторе $VT1$ пренебрегая падением напряжения $U_{си}$ между его стоком и истоком по сравнению с входным напряжением $U_{вх}$, можно считать, что напряжение $U_{вх\,сф}$ на входе сглаживающего фильтра равно входному напряжению $U_{вх}$, то есть $U_{вх\,сф} = U_{вх}$ (рисунок 8.10). Следовательно, входной ток $i_{вх}$ будет протекать по цепи: $(+U_{вх}) \rightarrow VT1 \rightarrow L1 \rightarrow C1 \parallel R_н \rightarrow (-U_{вх})$. Здесь, как и ранее параллельное включение $C1$ и $R_н$ обозначено $C1 \parallel R_н$. На рисунке 8.11, *а* показана схема рассматриваемой силовой части типа ПН для фазы накопления энергии дросселем и конденсатором.

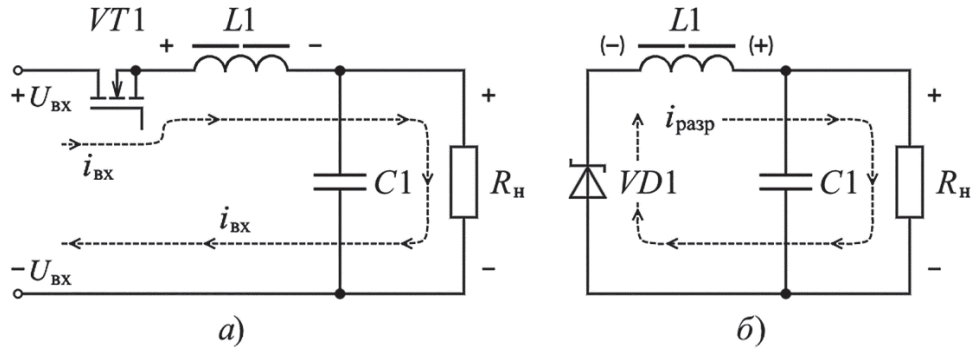


Рисунок 8.11 – Схема силовой части КСН с ИР типа ПН:
а – в фазе накопления энергии дросселем и конденсатором;
б – в фазе передачи энергии дросселя и конденсатора в нагрузку

Напряжение $U_{вх}$ оказывается приложенным ко входу сглаживающего фильтра $VD1L1C1$, причем напряжение $U_{вх}$ для диода $VD1$ является обратным и он закрыт. Протекающий через обмотку дросселя $L1$ линейно возрастающий

входной ток $i_{вх}$, часто называемый зарядным током $i_{зар}$, наводит на его обмотке ЭДС, полярность которой в соответствии с правилом Ленца указана на рисунке 8.11, *а*. В магнитном поле дросселя $L1$ накапливается энергия $W_{L1} = L_{L1} \cdot i_{вх}^2/2$, где L_{L1} – индуктивность дросселя $L1$.

Этот же входной ток $i_{вх}$ заряжает конденсатор $C1$, который и определяет выходное напряжение $U_{вых}$ преобразователя. Таким образом, в электрическом поле конденсатора накапливается энергия $W_{C1} = C_{C1} \cdot U_{вых}^2/2$, где C_{C1} – емкость конденсатора $C1$.

Следовательно, в фазе накопления энергии дросселем и конденсатором, длительность которой равна $t_и$, происходит аккумулирование энергии в магнитном поле дросселя и в электрическом поле конденсатора.

Затем БУ формирует на своих выводах 3 и 4 (рисунок 8.10) сигнал, выключающий силовой транзистор $VT1$. Фаза накопления энергии закончилась и начинается фаза передачи энергии дросселя и конденсатора в нагрузку. Длительность этой фазы равна $t_п$.

Схема силовой части КСН с ИР типа ПН в фазе передачи энергии дросселя и конденсатора в нагрузку показана на рисунке 8.11, *б*. В этом режиме источником энергии, обеспечивающим протекание тока разрядки $i_{разр}$, является энергия, накопленная в магнитном поле дросселя $L1$ и в электрическом поле конденсатора $C1$. Ток, протекающий через обмотку дросселя $L1$, уменьшается, а значит, ЭДС на обмотке дросселя $L1$ в соответствии с правилом Ленца изменяет полярность (на рисунке 8.10 и рисунке 8.11, *б* она показана в скобках). Ток разрядки $i_{разр}$ протекает по цепи: $(+)L1 \rightarrow C1 \parallel R_н \rightarrow VD1 \rightarrow (-)L1$.

При анализе физических процессов в различных устройствах, входящих в состав ИЭП, следует помнить основное свойство индуктивных элементов (в рассматриваемом устройстве – дросселя): их стремление к поддержанию неизменными величину и направление протекающего через их обмотку тока.

Ток в рассматриваемом КСН с ИР потребляется от источника не в течение всего времени. Поэтому на входе стабилизатора включают конденсатор, играющий роль энергетического буфера.

Выходной конденсатор сглаживает пульсации напряжения на нагрузке, обусловленные пульсациями тока, протекающего по обмотке дросселя.

Конденсатор $C1$ подзаряжается током $i_{разр}$ и одновременно разряжается на нагрузку $R_н$, обеспечивая на ней напряжение $U_{вых}$.

Время фазы передачи энергии дросселя и конденсатора в нагрузку называют временем паузы $t_п$.

При $t = t_и + t_п = T$ блок управления (рисунок 8.12) формирует на выводах 3 и 4 (рисунок 8.10) сигнал, открывающий силовой транзистор $VT1$. Таким образом, начинается следующая фаза накопления энергии дросселем и конденсатором.

На рисунке 8.12, *а* показана временна́я зависимость напряжения $u_{си}$ сток-исток силового транзистора $VT1$, работающего в ключевом режиме, формируемого блоком управления (рисунок 8.10). Форма мгновенного напряжения $u_{вх\,сф}$ на входе сглаживающего фильтра показана на рисунке 8.12, *б*.

При анализе принято, как и ранее, что транзистор переключается мгновенно, а падения напряжения на открытом транзисторе и возвратном диоде равны нулю.

Строго говоря, силовая часть типа ПН может быть построена и без дросселя. В рассматриваемой схеме КСН с ИР типа ПН дроссель вместе с конденсатором выполняют функцию сглаживающего фильтра.

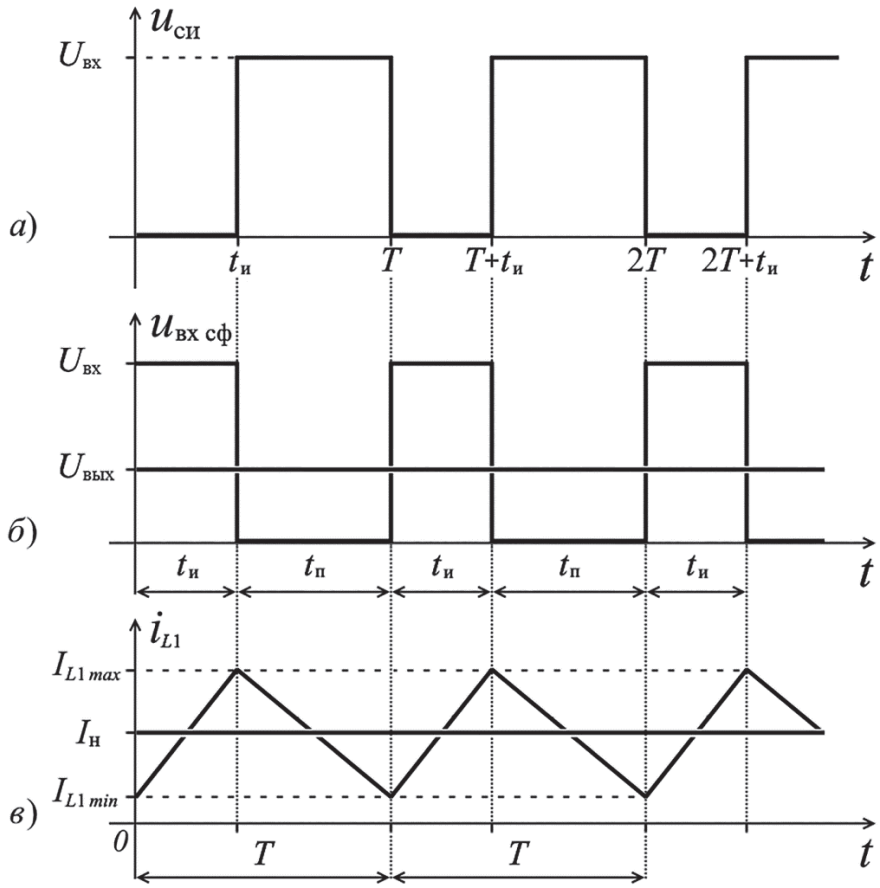


Рисунок 8.12 – Характерные диаграммы напряжений и тока для силовой части КСН с ИР типа ПН, работающего в режиме непрерывных (безразрывных) токов: а – напряжение $u_{си}$ между стоком и истоком силового транзистора; б – мгновенное напряжение $u_{вх\ сф}$ на входе сглаживающего фильтра и выходное напряжение $U_{вых}$ преобразователя; в – мгновенный ток i_{L1}, протекающий по обмотке дросселя, и средний ток $I_н$ нагрузки

Надо отметить важную роль индуктивности L_{L1} дросселя $L1$ в работе рассматриваемого КСН с ИР. Анализ процессов в силовой части, проиллюстрированный диаграммой мгновенного тока i_{L1}, протекающего через обмотку дросселя $L1$ (рисунок 8.12, *в*), соответствует достаточно большой индуктивности L_{L1} дросселя $L1$. В этом режиме за время паузы $t_п$ мгновенный ток i_{L1}, протекающий через обмотку дросселя $L1$, не становится равным нулю. При этом реализуется так называемый режим непрерывных (безразрывных) токов через обмотку дросселя $L1$.

Мгновенный ток, протекающий через обмотку дросселя, изменяется по линейному закону от $I_{L1\,min}$ от $I_{L1\,max}$ при открытом силовом транзисторе и от $I_{L1\,max}$ от $I_{L1\,min}$ при закрытом силовом транзисторе.

Передаточная характеристика

Как видно из рисунка 8.12, *б*, на входе сглаживающего фильтра рассматриваемого импульсного DC/DC преобразователя формируется однополярный сигнал мгновенного напряжения $u_{\text{вх сф}}$. Для выделения постоянной составляющей выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ и предназначен сглаживающий фильтр.

Математически эта постоянная представляет собой среднее арифметическое значение мгновенного напряжения $u_{\text{вх сф}}$ на входе сглаживающего фильтра за период коммутации регулирующего транзистора. В соответствии с определением среднего значения функции $u_{\text{вх сф}}$ за период T можно записать, что

$$U_{\text{вых}} = \frac{1}{T}\int_0^T u_{\text{вх сф}}\, dt. \tag{8.22}$$

На интервале времени $t_{\text{п}}$ подынтегральная функция $u_{\text{вх сф}}$ равна нулю. Поэтому верхний предел интегрирования в (8.22) следует заменить на t_u. Тогда выражение (8.22) принимает вид

$$U_{\text{вых}} = \frac{1}{T}\int_0^{t_u} U_{\text{вх}}\, dt.$$

При записи последнего уравнения было учтено, что на интервале времени t_u $U_{\text{вх сф}} = U_{\text{вх}}$. С учетом того, что $U_{\text{вх}} = const$, то из последней формулы можно получить

$$U_{\text{вых}} = \frac{1}{T}\cdot U_{\text{вх}}\cdot t_u = \frac{t_u}{T}\cdot U_{\text{вх}} = D\cdot U_{\text{вх}}. \tag{8.23}$$

Учитывая, что коэффициент заполнения импульсов $D = t_u/T < 1$, то $U_{\text{вых}} < U_{\text{вх}}$. Поэтому эта силовая часть КСН с ИР и называется понижающего типа. Видно, что выходное напряжение прямо пропорционально коэффициенту заполнения импульсов и входному напряжению.

Регулирование выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ при заданном входном напряжении $U_{\text{вх}}$ осуществляется изменением коэффициента заполнения.

Таким образом, полученная формула (8.23) представляет собой передаточную характеристику КСН с ИР, силовая часть которого построена по типу ПН.

На рисунке 8.13 показаны в безразмерном виде, то есть в виде зависимости $U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$ от коэффициента заполнения D, передаточные характеристики для трех типов силовой части КСН с ИР.

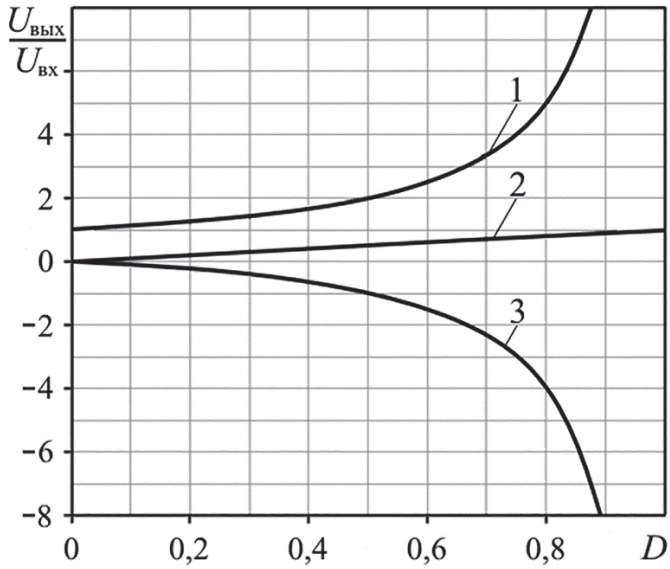


Рисунок 8.13 – Передаточные характеристики компенсационных стабилизаторов напряжения с импульсным регулированием и различных типов силовой части: 1 – повышающего типа; 2 – понижающего типа; 3 – полярно-инвертирующего типа

Для схемы силовой части типа ПН КСН с ИР передаточная характеристика в безразмерном виде определяется формулой

$$\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = D. \tag{8.24}$$

Принципиально важную роль в рассматриваемых устройствах играет дроссель, а точнее, величина его индуктивности L_{L1}. На рисунке 8.12 показаны характерные диаграммы напряжений и тока для силовой части КСН с ИР типа ПН, работающего в режиме непрерывного (безразрывного) тока, протекающего через обмотку дросселя.

Для реализации этого режима работы КСН с ИР, силовая часть которого построена по типу ПН, индуктивность дросселя L_{L1} должна превышать критическую индуктивность $L_{L1\,\text{кр}}$ дросселя. Если же индуктивность L_{L1} дросселя выбрана меньшей по сравнению с критической индуктивностью ($L_{L1} < L_{L1\,\text{кр}}$), то мгновенный ток i_{L1}, протекающий через обмотку дросселя, становится равным нулю до окончания времени паузы $t_{\text{п}}$ и, естественно, возрастание тока i_{L1} на следующем интервале (времени импульса t_u) начинается с нулевого значения. В этом случае реализуется так называемый режим разрывного тока, протекающего через обмотку дросселя.

На рисунке 8.14 показаны характерные диаграммы напряжений и токов для силовой части КСН с ИР типа ПН в режиме разрывного тока, протекающего через обмотку дросселя.

Интервал времени импульса $t_{\text{и}}$ (рисунок 8.14, *а*) соответствует работе силовой части типа ПН в фазе накопления энергии, то есть за это время в магнитном поле дросселя $L1$ и электрическом поле конденсатора $C1$ (рисунок 8.10) накапливается энергия. При малой величине индуктивности дросселя, энергии,

накопленной в его магнитном поле, хватает лишь для обеспечения протекания тока на части времени паузы, равной $t_{\text{п}} - t_{\text{п}\,0}$, где $t_{\text{п}\,0}$ – интервал времени когда мгновенный ток i_{L1} равен нулю. На интервале времени $t_{\text{п}\,0}$ ЭДС на обмотке дросселя тоже равна нулю, а, следовательно, на входе сглаживающего фильтра напряжение равно $U_{\text{вых}}$.

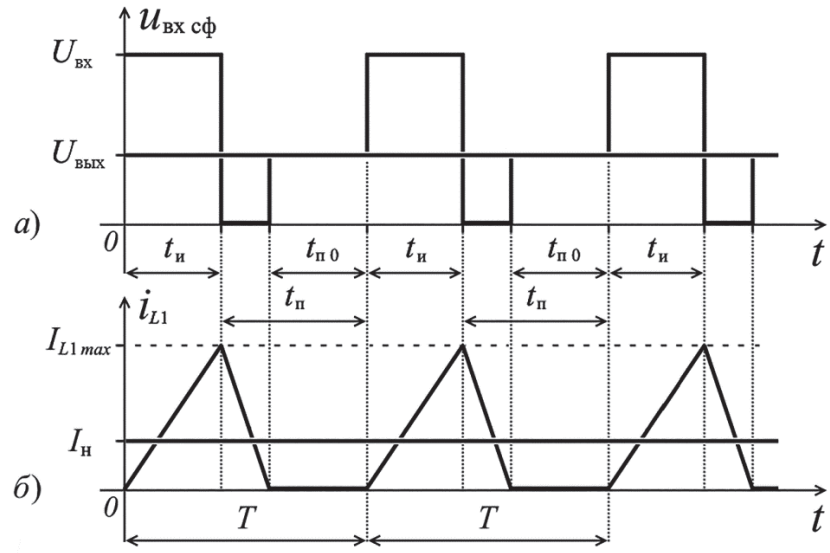


Рисунок 8.14 – Характерные диаграммы напряжений и токов для силовой части КСН с ИР типа ПН, работающего в режиме разрывного тока: а – форма напряжения $u_{\text{вх сф}}$ на входе сглаживающего фильтра и выходное напряжение $U_{\text{вых}}$; б – мгновенный ток i_{L1}, протекающий по обмотке дросселя, и средний ток $I_{\text{н}}$ нагрузки

Важно помнить, что даже в режиме разрывного тока через обмотку дросселя ток в нагрузке не прерывается никогда, так как конденсатор, включенный параллельно нагрузке, выделяет постоянную составляющую, выполняя роль источника напряжения.

Вывод формулы для определения критической индуктивности дросселя

При проектировании КСН с ИР, как правило, реализуется режим непрерывного тока. Причем, чем больше индуктивность L_{L1} дросселя, тем размах амплитуды тока, протекающего по обмотке дросселя, меньше, а, следовательно, мгновенный ток, протекающий по обмотке дросселя, приближается к току нагрузки.

Схемотехническая особенность построения КСН с ИР заключается в наличии моточного изделия (дросселя), являющегося статическим электромагнитным устройством, миниатюризацию которого выполнить достаточно сложно.

Поэтому при проектирование силовой части КСН с ИР особое внимание уделяется выбору параметров дросселя. Например, для рассматриваемой схемы силовой части типа ПН, работающей в режиме непрерывного тока через обмотку дросселя, максимальный ток $I_{L1\,max}$, протекающий через обмотку дросселя, который работает в режиме зарядки-разрядки, можно записать (рисунок 8.12, *в*), что

$$I_{L1\,max} = I_{\text{н}} + \frac{1}{2}\Delta I_{L1}, \tag{8.25}$$

где $\Delta I_{L1} = I_{L1\,max} - I_{L1\,min}$ – размах амплитуды мгновенного тока, протекающего по обмотке дросселя.

В соответствии с законом электромагнитной индукции можно записать, что ЭДС ε_{L1} на обмотке дросселя определяется соотношением

$$\varepsilon_{L1} = -L_{L1} \cdot \frac{di_{L1}}{dt}.$$

А падение напряжения на обмотке дросселя определяется разностью входного $U_{\text{вх}}$ и выходного $U_{\text{вых}}$ напряжений, то есть $U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}$. Это напряжение, согласно второму правилу Кирхгофа, уравновешивается ЭДС $\varepsilon_{i\,L1}$, индуцированной на обмотке дросселя. Поэтому можно записать равенство

$$U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}} + \varepsilon_{L1} = 0.$$

При этом учтено, что, как отмечено ранее, падение напряжения $U_{\text{си}}$ сток-исток на полностью открытом силовом транзисторе равно нулю.

Последнее равенство можно записать в виде

$$U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}} = L_{L1} \cdot \frac{di_{L1}}{dt}.$$

Это уравнение целесообразно переписать в виде

$$di_{L1} = \frac{1}{L_{L1}} \cdot (U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}) \cdot dt. \tag{8.26}$$

Полученное уравнение надо проинтегрировать. Определяя пределы интегрирования по рисунку 8.12, имеют

$$\int_{I_{L1\,min}}^{I_{L1\,max}} di_{L1} = \frac{1}{L_{L1}} \cdot (U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}) \cdot \int_{0}^{t_{\text{и}}} dt. \tag{8.27}$$

Здесь $(U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}})$ и L_{L1} вынесены за знак интеграла, так как для упрощения принято допущение, что входное $U_{\text{вх}}$ и выходное $U_{\text{вых}}$ напряжения и индуктивность L_{L1} дросселя во времени не изменяются (ведь речь идет о стабилизаторе напряжения).

После интегрирования уравнения (8.27) можно записать

$$\Delta I_{L1} = \frac{1}{L_{L1}} \cdot (U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}) \cdot t_{\text{и}}. \tag{8.28}$$

С учетом уравнения (8.23) для передаточной характеристики $U_{\text{вых}} = D \cdot U_{\text{вх}}$ КСН с ИР, силовая часть которого построена по схеме понижающего типа, формула (8.28) принимает вид

$$\Delta I_{L1} = \frac{1}{L_{L1}} \cdot (U_{\text{вх}} - D \cdot U_{\text{вх}}) \cdot t_{\text{и}} = \frac{U_{\text{вх}}}{L_{L1}} \cdot (1 - D) \cdot t_{\text{и}}.$$

Если в правой части полученного уравнения числитель и знаменатель разделить на T и учесть связь между периодом T и частотой f, а именно, $T = 1/f$, то это уравнение можно записать в виде

$$\Delta I_{L1} = D \cdot (1 - D) \cdot \frac{U_{\text{вх}}}{f \cdot L_{L1}}. \tag{8.29}$$

Полученное выражение определяет размах ΔI_{L1} амплитуды тока, протекающего через обмотку дросселя.

Используя формулу (8.29), можно провести анализ влияния параметров КСН с ИР на размах амплитуды тока ΔI_{L1}, протекающего через обмотку дросселя.

Видно, что с увеличением входного напряжения $U_{\text{вх}}$ размах амплитуды тока ΔI_{L1} также увеличивается, причем это увеличение прямо пропорционально росту $U_{\text{вх}}$.

А вот влияние на размах амплитуды тока ΔI_{L1} частоты f коммутации силового транзистора и индуктивности L_{L1} дросселя обратно пропорциональны.

Более сложный характер имеет зависимость размаха амплитуды тока ΔI_{L1}, протекающего через обмотку дросселя, от коэффициента заполнения D.

Из формулы (8.29) следует, что функция $\Delta I_{L1} = f(D)$ имеет вид параболы, ветви которой направлены вниз, то есть эта функция имеет максимум. Для определения коэффициента заполнения D, при котором функция $\Delta I_{L1} = f(D)$ имеет экстремум, необходимо рассмотреть выражение

$$\frac{\partial(\Delta I_{L1})}{\partial D} = 0.$$

С учетом формулы (8.29) полученное выражение принимает вид

$$(1 - 2 \cdot D) \cdot \frac{U_{\text{вх}}}{f \cdot L_{L1}} = 0. \tag{8.30}$$

Из (8.30) следует, что функция $\Delta I_{L1} = f(D)$ имеет максимум при коэффициенте заполнения $D = 0{,}5$.

Полученное значение коэффициента заполнения, равное 0,5, показывает, что наибольший размах амплитуды тока, протекающего через обмотку дросселя, достигается при временно́м равенстве фазы накопления энергии и фазы передачи энергии.

Размах ΔI_{L1} амплитуды тока, протекающего через обмотку дросселя, следует учитывать при расчете параметров дросселя. Поэтому расчет параметров дросселя следует проводить не для выходного тока $I_{\text{н}}$, а для максимального тока $I_{L1\,max}$ в обмотке дросселя (формула (8.25)). В соответствии с этим выражением можно записать

$$\begin{aligned} I_{L1\,max} = I_{\text{н}} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} = \frac{U_{\text{вых}}}{R_{\text{н}}} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} = \frac{D \cdot U_{\text{вх}}}{R_{\text{н}}} + \frac{D \cdot (1 - D) \cdot U_{\text{вх}}}{2 \cdot f \cdot L_{L1}} = \\ = \left(\frac{D}{R_{\text{н}}} + \frac{D \cdot (1 - D)}{2 \cdot f \cdot L_{L1}} \right) \cdot U_{\text{вх}}. \end{aligned} \tag{8.31}$$

Режим работы дросселя (безразрывного тока или разрывного тока) определяется его индуктивностью L_{L1}. Это предопределяет целесообразность получения математического выражения для определения критической индуктивности $L_{L1\,\text{кр}}$ дросселя, то есть индуктивности дросселя, при которой происходит переход из режима безразрывного тока в режим разрывного тока.

Из выражения (8.25), связывающего максимальный ток $I_{L1\,max}$, протекающий через обмотку дросселя $L1$, с током нагрузки $I_{\text{н}}$ и размахом $\Delta I_{L1} = I_{L1\,max} - I_{L1\,min}$ амплитуды тока, протекающего через обмотку дросселя $L1$, с учетом уравнения (8.29) можно получить формулу для определения критической индуктивности $L_{L1\,\text{кр}}$ дросселя, при которой происходит переход от безразрывного режима работы дросселя к разрывному.

Этот переход реализуется при $I_{L1\,min} = 0$. Поэтому можно записать $\Delta I_{L1} = I_{L1\,max} - I_{L1\,min} = I_{L1\,max}$, а формула (8.25) принимает вид

$$I_{L1\,max} = I_{\text{н}} + \frac{I_{L1\,max}}{2}$$

или

$$I_{\text{н}} = \frac{I_{L1\,max}}{2}. \tag{8.32}$$

Принимая в уравнении (8.29) $\Delta I_{L1} = I_{L1\,max}$ (это справедливо при $L_{L1} = L_{L1\,\text{кр}}$), последнее соотношение можно переписать в виде

$$I_{\text{н}} = \frac{D \cdot (1 - D) \cdot U_{\text{вх}}}{2 \cdot f \cdot L_{L1\,\text{кр}}}.$$

Тогда выражение для определения критической индуктивности $L_{L1\,\text{кр}}$ дросселя, при которой происходит переход от безразрывного режима работы дросселя к разрывному, имеет вид

$$L_{L1\,\text{кр}} = \frac{D \cdot (1 - D)}{2} \cdot \frac{U_{\text{вх}}}{f \cdot I_{\text{н}}}. \tag{8.33}$$

Пример. Рассчитать значение критической индуктивности дросселя КСН с ИР, силовая часть которого построена по схеме понижающего типа, входное напряжение у которого $U_{\text{вх}} = 5{,}0$ В, коэффициент заполнения $D = 0{,}50$, ток нагрузки $I_{\text{н}} = 1{,}0$ А, частота коммутации $f = 100$ кГц.

Решение. Критическое значение индуктивности, рассчитанное по формуле (8.33), должно быть

$$L_{L1\,\text{кр}} = \frac{0{,}50 \cdot (1 - 0{,}50)}{2} \cdot \frac{5{,}0}{100 \cdot 10^3 \cdot 1{,}0} = 6{,}3 \text{ мкГн}.$$

К полученному выражению (8.33) необходимо относиться критически. Ведь в процессе работы КСН с ИР значение D изменяется в некотором диапазоне. Поэтому при расчете по формуле (8.33) надо использовать минимальное

значение коэффициента заполнения D_{min}, а формулу (8.33) целесообразно записать в виде

$$L_{L1\,\text{кр}} \geq \frac{D_{min} \cdot (1 - D_{min})}{2} \cdot \frac{U_{\text{вх}}}{f \cdot I_{\text{н}}}. \tag{8.34}$$

Надо отметить важную схемотехническую особенность рассматриваемого процесса. Чем больше индуктивность дросселя по сравнению с его критической индуктивностью, тем меньше размах ΔI_{L1} амплитуды тока, а, следовательно, ток через обмотку дросселя будет в бóльшей степени приближаться к току нагрузки.

8.2.2. КСН с ИР, силовая часть которого построена по схеме повышающего типа

КСН с ИР, силовая часть которого построена по схеме типа ПВ (в зарубежной литературе встречаются такие названия: boost converter, step-up converter) дает возможность повысить входное напряжение и получить на выходе компенсационного стабилизатора напряжения постоянного тока с импульсным регулированием напряжение $U_{\text{вых}}$ большее напряжения $U_{\text{вх}}$ на его входе.

Схемотехника силовой части типа ПВ

В рассматриваемой схеме DC/DC преобразователя, как и в рассмотренной ранее схеме, различают две фазы работы: фаза накопления энергии дросселем $L1$ (при полностью открытом силовом транзисторе $VT1$) и фаза передачи энергии источника питания и энергии дросселя на выход (при выключенном (закрытом) силовом транзисторе $VT1$), то есть на параллельно включенные $C1||R_{\text{н}}$ нагрузку $R_{\text{н}}$ и конденсатор $C1$ (рисунок 8.15).

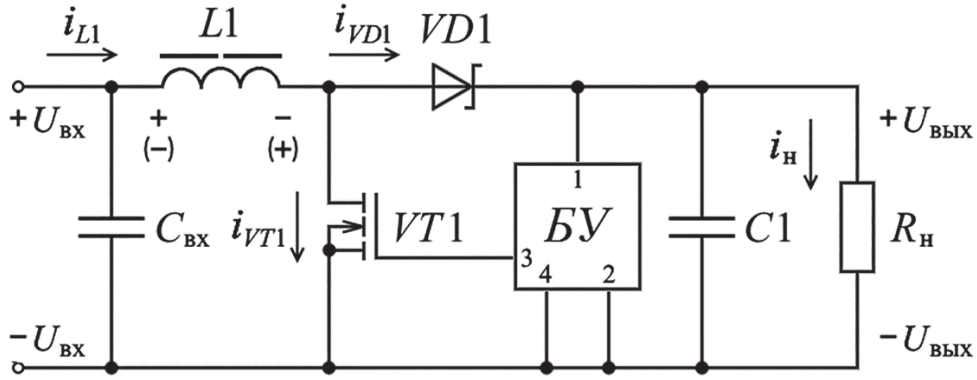


Рисунок 8.15 – Схема силовой части повышающего типа компенсационного стабилизатора напряжения постоянного тока с импульсным регулированием

В этой схеме на интервале времени $t_{\text{и}}$, когда силовой (регулирующий) транзистор $VT1$ полностью открыт ($U_{\text{си}} = 0$), ток i_{L1}, протекающий через обмотку дросселя $L1$ и транзистор $VT1$, линейно возрастает. При этом ЭДС индукции ε_{L1} на обмотке дросселя имеет полярность, указанную на рисунке 8.15 без скобок. Диод $VD1$ при этом закрыт, так как находится под обратным

напряжением, равным напряжению $U_{\text{вых}}$ на выходе стабилизатора. В магнитном поле дросселя накапливается энергия. При этом выходной конденсатор $C1$ разряжается на нагрузку $R_{\text{н}}$.

Это происходит в фазе накопления энергии дросселем.

При выключении блоком управления силового транзистора $VT1$ (рисунок 8.15), то есть на интервале времени $t_{\text{п}}$, ЭДС индукции $\varepsilon_{i\,L1}$, которая наводится на обмотке дросселя $L1$ (в соответствии с правилом Ленца изменяет полярность (на рисунке 8.15 указана в скобках)), суммируется со входным напряжением $U_{\text{вх}}$ стабилизатора. Следовательно, на интервале времени $t_{\text{п}}$ закрытого силового транзистора под действием суммы входного напряжения $U_{\text{вх}}$ и ЭДС индукции ε_{L1} на обмотке дросселя диод $VD1$ открыт и выходной конденсатор $C1$ преобразователя заряжается до выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ стабилизатора. Напряжение на закрытом транзисторе $VT1$ равно выходному напряжению $U_{\text{вых}}$ стабилизатора (при этом падение напряжения на открытом диоде принято равным нулю).

Это происходит в фазе передачи энергии источника питания с входным напряжением $U_{\text{вх}}$ и энергии дросселя на выход преобразователя, то есть на параллельно включенные $C1||R_{\text{н}}$ конденсатор $C1$ и нагрузку $R_{\text{н}}$.

На входе рассматриваемого стабилизатора напряжения, как правило, устанавливают конденсатор $C_{\text{вх}}$, который обеспечивает стабильность работы источника энергии, формирующего входное напряжение $U_{\text{вх}}$.

Сравнивая схемы КСН с ИР, силовые части которых построены по типам ПН и ПВ, надо отметить принципиальное различие в функции, выполняемой дросселем. В схеме силовой части типа ПН дроссель является одним из элементов пассивного сглаживающего фильтра. Поэтому в таких схемах дроссель необязателен. А в схеме силовой части типа ПВ дроссель выполняет функцию накопителя энергии, которая используется для увеличения входного напряжения, следовательно, для формирования выходного напряжения, превышающего входное напряжение. Дроссель в этой схеме функционально необходим. Величина напряжения, на которую возрастает выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ преобразователя по сравнению с входным напряжением $U_{\text{вх}}$, определяется индуктивностью L_{L1} дросселя и коэффициентом заполнения D.

Передаточная характеристика

Для вывода уравнения, определяющего передаточную характеристику $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ КСН с ИР, силовая часть которого построена по типу ПВ, надо рассмотреть размах амплитуды тока $\Delta I_{L1} = I_{L1\,max} - I_{L1\,min}$, протекающего по обмотке дросселя в течение обеих фаз работы. Учитывая, что дроссель работает в режиме зарядки-разрядки, то размахи амплитуды тока ΔI_{L1} в течение фазы накопления энергии дросселем и в течение фазы передачи энергии дросселя на выход КСН с ИР равны.

В фазе накопления энергии дросселем (рисунок 8.16, *а*) входное напряжение обеспечивает протекание тока i_{VT1} по цепи: $(+U_{\text{вх}}) \rightarrow L1 \rightarrow VT1 \rightarrow (-U_{\text{вх}})$.

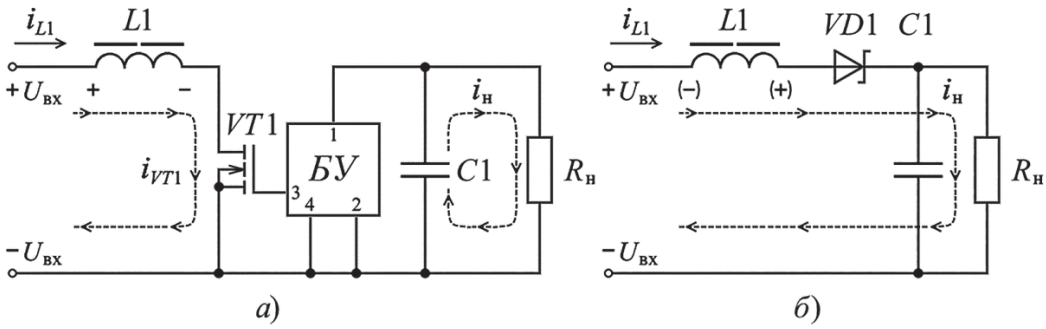


Рисунок 8.16 – Схема силовой части КСН с ИР типа ПВ:
а – фаза накопления энергии дросселем;
б – фаза передачи энергии дросселя в нагрузку

В магнитном поле дросселя $L1$ накапливается энергия. Учитывая, что к дросселю приложено практически все входное напряжение, то можно записать

$$U_{вх} + \varepsilon_{L1} = 0.$$

А с учетом закона электромагнитной индукции, полученное равенство принимает вид

$$U_{вх} - L_{L1} \cdot \frac{di_{L1}}{dt} = 0$$

или

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{U_{вх}}{L_{L1}}. \tag{8.35}$$

Учитывая, что входное напряжение $U_{вх} = const$ и индуктивность дросселя $L_{L1} = const$, то и

$$di_{L1}/dt = const. \tag{8.36}$$

Следовательно, ток i_{L1} в рассматриваемой цепи (в том числе и по обмотке дросселя) в фазе накопления энергии дросселем линейно возрастает от минимального значения $I_{L1\,min}$ до максимального $I_{L1\,max}$ (рисунок 8.17).

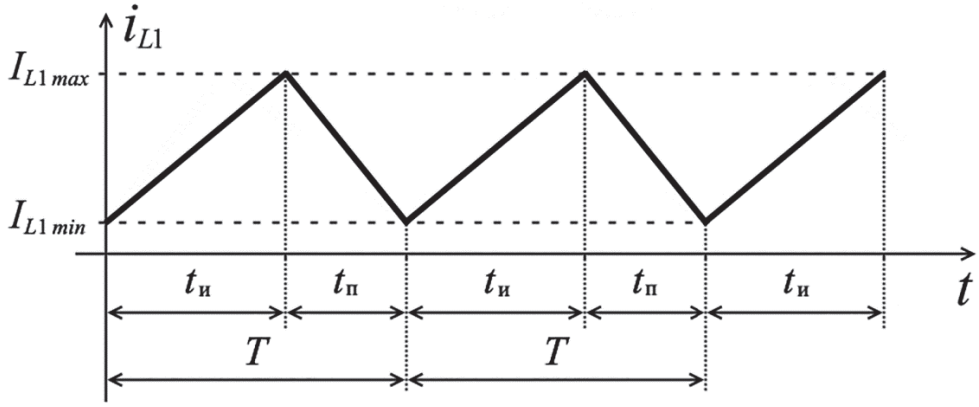


Рисунок 8.17 – Временна́я зависимость тока, протекающего по обмотке дросселя в КСН с ИР, силовая часть которого построена по схеме типа ПВ

Из выражения (8.35) можно записать

$$di_{L1} = \frac{U_{\text{вх}}}{L_{L1}}\, dt.$$

Интегрируя это уравнение на отрезке времени от нуля до текущего момента времени t и, учитывая соответствующее изменение тока i_{L1}, протекающего через обмотку дросселя при этом от $I_{L1\,min}$ до текущего значения i_{L1} (рисунок 8.17), можно записать

$$\int\limits_{I_{L1\,min}}^{i_{L1}} di_{L1} = \frac{U_{\text{вх}}}{L_{L1}} \int\limits_{0}^{t} dt$$

или после интегрирования

$$i_{L1} - I_{L1\,min} = \frac{U_{\text{вх}}}{L_{L1}} \cdot t, \qquad (8.37)$$

где t – текущее время фазы накопления энергии дросселем,

i_{L1} – ток через обмотку дросселя в момент времени t.

Из полученного выражения (8.37) следует, что чем бóльшее время длится фаза накопления энергии дросселем, тем бóльшую величину имеет ток i_{L1}, протекающий по обмотке дросселя.

Другой вывод, следующий из формулы (8.37), состоит в том, что при ограничении на время $t_{\text{и}}$ фазы накопления энергии дросселем необходимое значение тока i_{L1} можно получить, уменьшая индуктивность L_{L1} дросселя.

В рассматриваемой фазе работы КСН с ИР типа ПВ конденсатор $C1$ разряжается на нагрузку и поддерживает на ней соответствующее напряжение (рисунок 8.16).

Фаза передачи энергии, накопленной дросселем, в нагрузку реализуется в течение времени $t_{\text{п}}$ при закрытом силовом транзисторе $VT1$ (рисунок 8.16, *б*). В этой фазе диод $VD1$ открыт, так как к нему приложено напряжение, равное сумме $U_{\text{вх}}$ и ЭДС ε_{L1}, наведенной на обмотке дросселя $L1$ (на рисунке 8.16, *б* полярность указана в скобках), которое является для диода $VD1$ прямым. При этом ток течет по цепи: $(+U_{\text{вх}}) \rightarrow L1 \rightarrow VD1 \rightarrow C1||R_{\text{н}} \rightarrow (-U_{\text{вх}})$. Более того, входное напряжение $U_{\text{вх}}$ и ЭДС ε_{L1}, наведенная на обмотке дросселя, включены последовательно, следовательно, конденсатор $C1$ заряжается до напряжения, превышающее входное напряжение на величину ε_{L1}. Значение превышения напряжения на конденсаторе по сравнению с входным напряжением $U_{\text{вх}}$ зависит от ряда параметров (в том числе от параметров самого дросселя).

В соответствии с этим можно записать, что

$$U_{\text{вх}} + \varepsilon_{L1} = U_{\text{вых}}$$

или

$$U_{\text{вых}} - U_{\text{вх}} = \varepsilon_{L1}.$$

Учитывая закон электромагнитной индукции, полученное выражение можно представить в виде

$$U_{\text{вых}} - U_{\text{вх}} = -L_{L1} \cdot \frac{di_{L1}}{dt}$$

или

$$di_{L1} = -\frac{U_{\text{вых}} - U_{\text{вх}}}{L_{L1}} dt. \tag{8.38}$$

Интегрируя формулу (8.38) на интервале времени от $t_{\text{и}}$ до t и учитывая соответствующее изменение тока через обмотку дросселя от $I_{L1\,max}$ до i_{L1} (рисунок 8.17), можно записать

$$\int_{I_{L1\,max}}^{i_{L1}} di_{L1} = -\frac{U_{\text{вых}} - U_{\text{вх}}}{L_{L1}} \int_{t_{\text{и}}}^{t} dt.$$

После интегрирования полученного уравнения, имеют

$$i_{L1} - I_{L1\,max} = -\frac{U_{\text{вых}} - U_{\text{вх}}}{L_{L1}} \cdot (t - t_{\text{и}})$$

или

$$i_{L1} = I_{L1\,max} - \frac{U_{\text{вых}} - U_{\text{вх}}}{L_{L1}} \cdot (t - t_{\text{и}}). \tag{8.39}$$

Полученное уравнение показывает, что в течение фазы передачи энергии дросселя в нагрузку, то есть в течение времени $t_{\text{п}}$ паузы (рисунок 8.15), ток i_{L1}, протекающий через обмотку дросселя, уменьшается по линейному закону.

Для получения передаточной характеристики $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ преобразователя нужно рассмотреть токи обеих фаз его работы.

Из выражения (8.37) для $t = t_{\text{и}}$ можно записать формулу для определения размаха амплитуды тока, протекающего через обмотку дросселя в течение первой фазы

$$I_{L1\,max} - I_{L1\,min} = \frac{U_{\text{вх}}}{L_{L1}} \cdot t_{\text{и}}. \tag{8.40}$$

Из формулы (8.39) для $t = T$ (рисунок 8.17) можно также записать размах амплитуды тока, протекающего через обмотку дросселя в течение второй фазы

$$I_{L1\,min} - I_{L1\,max} = -\frac{U_{\text{вых}} - U_{\text{вх}}}{L_{L1}} \cdot (T - t_{\text{и}})$$

или

$$I_{L1\,max} - I_{L1\,min} = \frac{U_{\text{вых}} - U_{\text{вх}}}{L_{L1}} \cdot (T - t_{\text{и}}). \tag{8.41}$$

Учитывая, что дроссель работает в режиме зарядки – разрядки, то правые части уравнений (8.40) и (8.41) можно приравнять. Тогда

$$\frac{U_{\text{вх}}}{L_{L1}} \cdot t_{\text{и}} = \frac{U_{\text{вых}} - U_{\text{вх}}}{L_{L1}} \cdot (T - t_{\text{и}}).$$

После алгебраических преобразований и с учетом определения коэффициента заполнения D из последнего уравнения получают

$$D \cdot U_{\text{вх}} = (U_{\text{вых}} - U_{\text{вх}}) \cdot (1 - D)$$

или

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вх}}}{1 - D}. \tag{8.42}$$

Полученное выражение и определяет передаточную характеристику КСН с ИР, силовая часть которого построена по схеме типа ПВ.

Передаточную характеристику удобно анализировать в безразмерном виде, то есть в виде зависимости $\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = f(D)$ (рисунок 8.13)

$$\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{1}{1 - D}. \tag{8.43}$$

Формальный подход к полученному выражению (8.43) для передаточной характеристики КСН с ИР типа ПВ может привести к выводу, что при $D \to 1$ для любого $U_{\text{вх}}$ выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ можно получить бесконечно большим. Однако это не так. Дело в том, что рассмотрен был идеализированный бустерный DC/DC преобразователь. Обычно в реальных схемах выходное напряжение преобразователя в 3 ... 6 раз превышает его входное напряжение.

В реальных бустерных преобразователях проявляется влияние паразитных параметров, используемых электрорадиокомпонентов: резистивное сопротивление обмотки дросселя, сопротивление канала полностью открытого MOSFET и динамическое сопротивление диода. Поэтому при проектировании таких КСН с ИР коэффициент заполнения не должен превышать 0,9.

8.2.3. КСН с ИР, силовая часть которого построена по схеме полярно-инвертирующего типа

Схема силовой части КСН с ИР типа ПИ (в зарубежной литературе встречается такое название: buck-boost converter) позволяет получить на выходе напряжение большее, равное или меньшее напряжения на входе, при этом полярность выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ инвертируется, то есть полярность $U_{\text{вых}}$ будет обратной по отношению к полярности входного напряжения $U_{\text{вх}}$.

Схемотехника силовой части типа ПИ

В КСН с ИР, силовая часть которого построена по схеме полярно-инвертирующего типа, в течение фазы накопления энергии дросселем $L1$ силовой транзистор $VT1$ полностью открыт (рисунок 8.18). К обмотке дросселя $L1$

прикладывается входное напряжение $U_{\text{вх}}$. Через обмотку дросселя протекает линейно увеличивающийся ток и в магнитном поле дросселя накапливается энергия. На обмотке дросселя наводится ЭДС индукции $\varepsilon_{i\,L1}$, полярность которой на рисунке 8.18 показана без скобок. В этой фазе диод $VD1$ закрыт и находится под обратным напряжением равным сумме выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ и ЭДС индукции $\varepsilon_{i\,L1}$ на обмотке дросселя. Выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ формируется напряжением на конденсаторе $C1$.

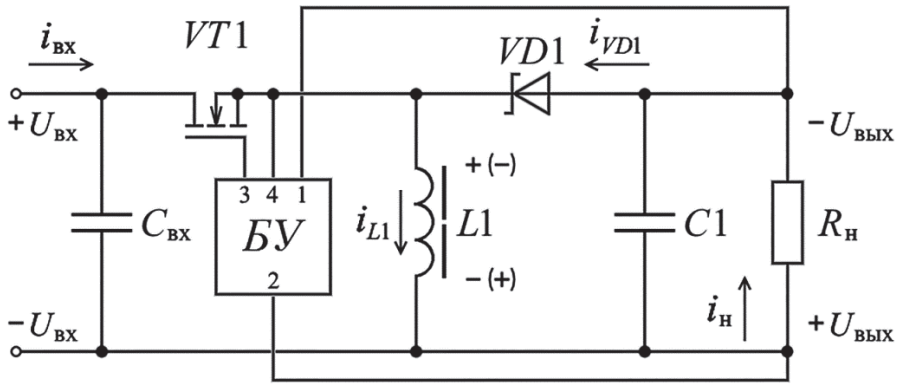


Рисунок 8.18 – Схема силовой части полярно-инвертирующего типа компенсационного стабилизатора напряжения постоянного тока с импульсным регулированием

При выключении силового транзистора $VT1$ на обмотке дросселя $L1$ наводится ЭДС индукции $\varepsilon_{i\,L1}$ другой полярности (она на рисунке 8.18 указана в скобках), под действием которой открывается диод $VD1$. Это начало фазы передачи энергии дросселя на выход, то есть на параллельно включенные $C1||R_{\text{н}}$ конденсатор $C1$ и нагрузку $R_{\text{н}}$.

В течение этой фазы работы КСН с ИР энергия, накопленная в магнитном поле дросселя, передается на выход, и выходной конденсатор $C1$ преобразователя заряжается. Полярность напряжения на выходе рассматриваемого импульсного стабилизатора напряжения соответствует полярности ЭДС индукции, наведенной на обмотке дросселя $L1$, и противоположна полярности входного напряжения $U_{\text{вх}}$.

У рассматриваемых КСН с ИР возможны два режима работы дросселя: с безразрывным (непрерывным) током и разрывным током, протекающим по обмотке дросселя.

Передаточная характеристика

Для вывода уравнения, определяющего передаточную характеристику $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ КСН с ИР, силовая часть которого построена по типу ПИ, надо рассмотреть размах амплитуды пульсаций тока $\Delta I_{L1} = I_{L1\,max} - I_{L1\,min}$, протекающего по обмотке дросселя в течение обеих фаз работы. Учитывая, что дроссель работает в режиме зарядки-разрядки, то размахи амплитуды пульсаций тока ΔI_{L1} в течение фазы накопления энергии дросселем и в течение фазы передачи энергии дросселя на выход равны.

Фазы работы силовой части КСН с ИР типа ПИ иллюстрирует рисунок 8.19.

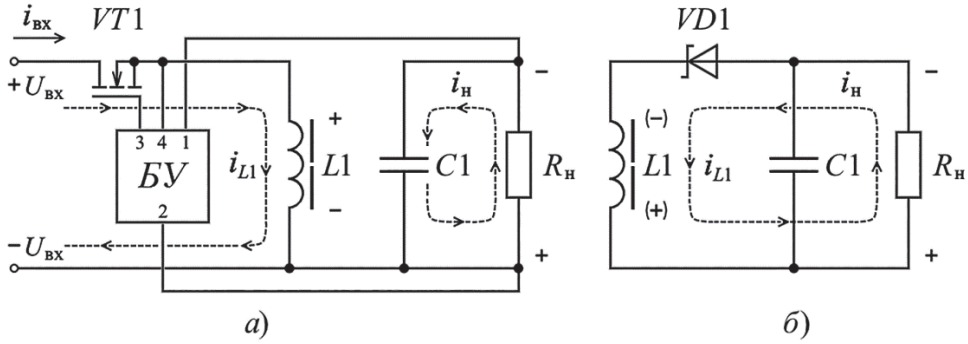


Рисунок 8.19 – Иллюстрация фаз работы КСН с ИР, силовая часть которого построена по схеме полярно-инвертирующего типа

На рисунке 8.19, *а* иллюстрируется фаза накопления энергии дросселем $L1$. В течение времени $t_и$ этой фазы, электронный ключ (в данном случае силовой транзистор $VT1$) полностью открыт и входное напряжение $U_{вх}$ приложено к обмотке дросселя $L1$. Для упрощения принято, что напряжение сток-исток $U_{си}$ силового транзистора $VT1$ равно нулю.

Учитывая это и закон электромагнитной индукции, можно записать

$$U_{вх} + \varepsilon_{L1} = 0.$$

Учитывая, что ЭДС индукции ε_{L1}, наведенная на обмотке дросселя $L1$, равна

$$\varepsilon_{L1} = -L_{L1} \cdot \frac{di_{L1}}{dt},$$

где L_{L1} – индуктивность обмотки, i_{L1} – ток, протекающий по обмотке, то записанное уравнение принимает вид

$$U_{вх} = L_{L1} \cdot \frac{di_{L1}}{dt}$$

или

$$di_{L1} = \frac{U_{вх}}{L_{L1}} \cdot dt. \qquad (8.44)$$

Формула (8.44) показывает, что в интервале времени от нуля до $t_и$ ток, протекающий по обмотке дросселя, линейно нарастает. Ток этой фазы описывается подобно описанию тока для силовых частей типа ПН и типа ПВ.

Выполнив интегрирование формулы (8.44) на интервале времени от нуля до текущего момента времени t для безразрывного тока, протекающего через обмотку дросселя в фазе накопления им энергии и изменяющегося от минимального значения $I_{L1\,min}$ до текущего значения i_{L1}, получают

$$\int_{I_{L1\,min}}^{i_{L1}} di_{L1} = \int_{0}^{t} \frac{U_{вх}}{L_{L1}} \cdot dt$$

или

$$i_{L1} - I_{L1\,min} = \frac{U_{\text{вх}}}{L_{L1}} \cdot t. \tag{8.45}$$

В фазе передачи энергии дросселя в нагрузку (в течение времени паузы $t_{\text{п}}$) силовой транзистор $VT1$ закрыт, передача энергии со входа на выход преобразователя не происходит, полярность ЭДС индукции ε_{L1} на обмотке дросселя изменяется (на рисунке 8.19, *б* она указана в скобках) и ток i_{L1}, равный току нагрузки $i_{\text{н}}$ и току через диод $VD1$, протекает по цепи: $(+\varepsilon_{L1}) \rightarrow C1||R_{\text{н}} \rightarrow VD1 \rightarrow (-\varepsilon_{L1})$.

Учитывая, что ЭДС индукции ε_{L1} на обмотке дросселя определяет выходное напряжение $U_{\text{вых}}$, то можно записать, что

$$\varepsilon_{L1} + U_{\text{вых}} = 0.$$

Учитывая, что $\varepsilon_{L1} = -L_{L1} \cdot \frac{di_{L1}}{dt}$, то из последнего уравнения можно получить

$$di_{L1} = \frac{U_{\text{вых}}}{L_{L1}} \cdot dt. \tag{8.46}$$

Интегрируя эту формулу на интервале времени от $t_{\text{и}}$ до текущего момента времени t (ток изменяется от $I_{L1\,max}$ до текущего значения i_{L1} для безразрывного режима тока через обмотку дросселя), получают

$$\int_{I_{L1\,max}}^{i_{L1}} di_{L1} = \frac{U_{\text{вых}}}{L_{L1}} \int_{t_{\text{и}}}^{t} dt$$

или

$$i_{L1} - I_{L1\,max} = \frac{U_{\text{вых}}}{L_{L1}} \cdot (t - t_{\text{и}}). \tag{8.47}$$

Учитывая, что дроссель работает в режиме зарядки–разрядки, то размахи амплитуды пульсаций токов, протекающих через его обмотку в первой (время импульса) и второй (время паузы) фазах работы устройства, то они (размахи амплитуды пульсаций токов) должны быть равны.

Согласно формуле (8.45), определяющей размах амплитуды пульсации тока протекающего через обмотку дросселя в фазе накопления им энергии при $t = t_{\text{и}}$, можно записать

$$I_{L1\,max} - I_{L1\,min} = \frac{U_{\text{вх}}}{L_{L1}} \cdot t_{\text{и}}. \tag{8.48}$$

Аналогично можно записать, что согласно формуле (8.47), определяющей размах амплитуды пульсации тока, протекающего через обмотку дросселя в фазе передачи им энергии,

$$I_{L1\,min} - I_{L1\,max} = \frac{U_{\text{вых}}}{L_{L1}} \cdot (T - t_{\text{и}}).$$

Из полученной формулы и формулы (8.48) можно записать уравнение, отражающее факт равенства размахов амплитуды пульсации тока, протекающего через обмотку дросселя в обеих фазах работы преобразователя,

$$\frac{U_{\text{вх}}}{L_{L1}} \cdot t_{\text{и}} = \frac{U_{\text{вых}}}{L_{L1}} \cdot (T - t_{\text{и}}),$$

из которого после алгебраических преобразований следует выражение для искомой передаточной характеристики КСН с ИР, силовая часть которого построена по схеме полярно-инвертирующего типа,

$$U_{\text{вых}} = -\frac{D}{1 - D} \cdot U_{\text{вх}}. \tag{8.49}$$

В безразмерном виде полученная передаточная характеристика имеет вид

$$\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = -\frac{D}{1 - D} \tag{8.50}$$

и представлена на рисунке 8.13.

Наличие в формуле (8.50) знака «минус» физически иллюстрирует инверсию выходного напряжения по сравнению со входным.

Из полученной передаточной характеристики следует, что при коэффициенте заполнения $D = 0{,}5$ выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ равно $-U_{\text{вх}}$, при $D > 0{,}5$ силовая часть типа ПИ работает с повышением выходного напряжения (аналогично схеме типа ПВ), а при $D < 0{,}5$ силовая часть типа ПИ работает с понижением выходного напряжения (аналогично схеме типа ПН) (рисунок 8.13).

Импульсные стабилизаторы повышающего и полярно-инвертирующего типа по сравнению с понижающими КСН с ИР имеют худшие массогабаритные показатели и КПД. Поэтому они находят применение главным образом там, где необходимо получить без применения трансформатора на выходе устройства напряжение больше входного или напряжение противоположной полярности.

В качестве примера реализации DC/DC преобразователя по схеме типа ПИ можно привести микросхемы MAX 735 и MAX 755 (производство фирмы Maxim Integrated Products) и микросхему MC34063 (производство фирмы Motorola). Микросхема MAX 735 преобразует входное напряжение 4,0 ... 6,2 В в выходное отрицательное напряжение 5 В с максимальным током 200 мА. При этом частота преобразования в ИС равна 160 кГц, а КПД превышает 78 %.

8.2.4. Принципиальная электрическая схема компенсационного стабилизатора напряжения постоянного тока с импульсным регулированием и силовой частью понижающего типа

На рисунке 8.20 показана принципиальная электрическая схема компенсационного стабилизатора напряжения с импульсным регулированием, силовая часть которого построена по схеме понижающего типа.

Силовая часть КСН с ИР состоит из регулирующего элемента, построенного на транзисторах $VT2$ и $VT3$, возвратного диода $VD1$, дросселя $L1$ (накопителя

электромагнитной энергии) и сглаживающих (входного выходного) конденсаторов C и $C4$ (накопители электрической энергии).

Регулирующий элемент (транзисторы $VT2$ и $VT3$) работает в режиме двухпозиционной модуляции, при которой время импульса $t_и$ и период T коммутации изменяются в процессе работы КСН с ИР, а значит и частота f коммутации транзисторов $VT2$ и $VT3$ является переменной величиной.

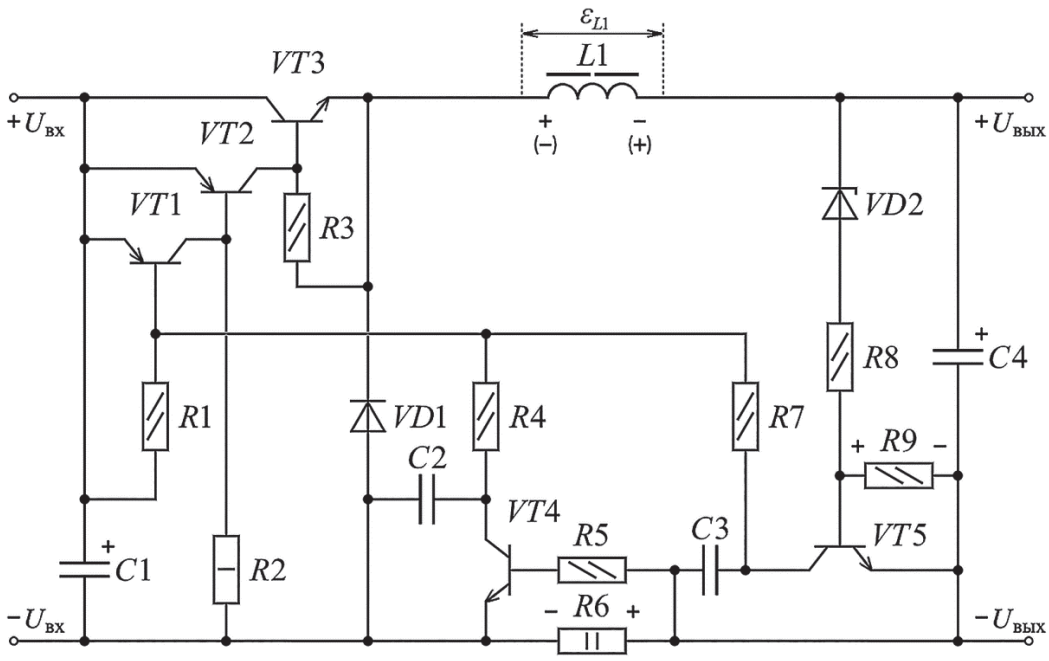


Рисунок 8.20 – Принципиальная электрическая схема КСН с ИР, имеющего две цепи отрицательной обратной связи (по выходному напряжению и току нагрузки)

В рассматриваемой схеме компенсационного стабилизатора напряжения с импульсным регулированием реализованы две цепи отрицательной обратной связи, которые и управляют регулирующим элементом (транзисторы $VT2$ и $VT3$).

Первая цепь ООС, построенная на транзисторе $VT1$, резисторах $R1$ и $R7$, транзисторе $VT5$ и делителе выходного напряжения $VD2R8R9$, обеспечивает коммутацию регулирующего элемента (транзисторы $VT2$ и $VT3$) для поддержания стабильным напряжения на нагрузке.

Вторая цепь отрицательной обратной связи, построенная на транзисторах $VT4$ и $VT1$, резисторах $R6$, $R5$ и $R4$, выполняет две функции:

- защита от превышения тока нагрузки при работе устройства в режиме стабилизации напряжения;
- реализация режима стабилизации тока нагрузки.

Принцип действия КСН с ИР в режиме стабилизации выходного напряжения состоит в следующем.

До подачи на устройство входного напряжения $U_{вх}$ все транзисторы закрыты.

При подаче $U_{вх}$ положительное напряжение между эмиттером и базой транзистора $VT2$ открывает его и между базой и эмиттером транзистора $VT3$ формируется положительное напряжение, которое открывает его и, более того, переводит его рабочую точку на коллекторной характеристике в режим насыщения. При этом возвратный диода $VD1$ закрыт, так как к нему приложено входное напряжение $U_{вх}$, являющееся обратным для диода. И начинается передача энергии со входа на выход. По цепи $+U_{вх} \rightarrow VT3 \rightarrow$ обмотка дросселя $L1 \rightarrow$ параллельно включенные делитель выходного напряжения $VD2R8R9$||конденсатор $C4$||нагрузка $\rightarrow -U_{вх}$ начинает протекать возрастающий ток нагрузки. На обмотке дросселя $L1$ наводится ЭДС индукции ε_{L1}, полярность которой указана на рисунке 8.20 без скобок. При этом учтено, что индукционный ток по правилу Ленца противодействует изменению тока в цепи, замедляя его возрастание или убывание. А индуктивность дросселя является мерой его инерции по отношению к изменению тока.

По мере зарядки выходного конденсатора $C4$ напряжение $U_{вых}$ увеличивается, а значит увеличивается напряжение на делителе выходного напряжения $VD2R8R9$, в состав которого входит резистор $R9$, выполняющий функцию датчика выходного напряжения $U_{вых}$. При достижении выходным напряжением $U_{вых}$ величины, при которой падение напряжения на стабилитроне $VD2$ достигает его напряжения стабилизации $U_{ст\,VD2}$, стабилитрон $VD2$ открывается и через делитель выходного напряжения $VD2R8R9$ протекает ток. Этот ток формирует на резисторе $R9$ падение напряжения (его полярность указана на рисунке 8.20), которое открывает транзистор $VT5$, а значит открывается первая цепь отрицательной обратной связи. Через открытый транзистор $VT5$ отрицательный потенциал минусовой шины ($-U_{вх}$ и $-U_{вых}$) попадает на базу управляющего транзистора $VT1$ и он открывается. Через открытый транзистор $VT1$ на базу транзистора $VT2$ попадает положительный потенциал входного напряжения ($+U_{вх}$), что приводит к выключению регулирующего элемента. Составной транзистор оказывается выключенным (его рабочая точка на коллекторной характеристике биполярного транзистора переходит в режим отсечки) и передача энергии со входа на выход прекращается.

Время между включением и выключением регулирующего транзистора, то есть время его открытого состояния, называется временем $t_и$ импульса.

При выключении регулирующего транзистора в соответствии с правилом Ленца ЭДС индукции ε_{L1} на обмотке дросселя $L1$ изменяет полярность (на рисунке 8.20 указана в скобках) и энергия, накопленная в магнитном поле дросселя $L1$, затрачивается на поддержание протекания тока через обмотку дросселя в прежнем направлении. Причем названная ЭДС индукции ε_{L1} является прямым напряжением для возвратного диода $VD1$. Поэтому он открывается. Следовательно, ток протекает по цепи: $(+\varepsilon_{L1}) \rightarrow$ делитель выходного напряжения $VD2R8R9$ || конденсатор $C4$ || нагрузка $\rightarrow$ резистор $R6 \rightarrow$ диод $VD1 \rightarrow (-\varepsilon_{L1})$, а значит энергия, накопленная в магнитном поле дросселя $L1$ передается на выход устройства. Выходное напряжение, определяемое напряжением на конденсаторе $C4$, уменьшается. Как только $U_{вых}$ не обеспечивает формирование требуемого

напряжения стабилизации $U_{\text{ст}\,VD2}$ на стабилитроне $VD2$, то он закрывается и ток через делитель выходного напряжения становится равным нулю, а значит и падение напряжения на резисторе $R9$ также становится равным нулю. Это приводит к выключению транзистора $VT5$, а значит и к выключению управляющего транзистора $VT1$ и включению регулирующего составного транзистора (транзисторы $VT2$ и $VT3$).

Время между выключением и включением регулирующего транзистора называется временем $t_{\text{п}}$ паузы.

Затем начинается новый цикл работы КСН с ИР.

Принцип действия КСН с ИР в режиме стабилизации тока нагрузки состоит в следующем.

При увеличении по какой-либо причине тока нагрузки выше номинального значения падение напряжения на резисторе $R6$, выполняющем функцию датчика тока нагрузки, увеличивается (полярность этого напряжения указана на рисунке 8.20), что приводит к открыванию транзистора $VT4$, а, следовательно, и транзистора $VT1$. При этом, как было рассмотрено ранее, регулирующий транзистор закрывается, а значит передача энергии со входа КСН с ИР на выход прекращается.

После устранения причины, вызвавшей увеличение тока нагрузки, падение напряжения на резисторе $R6$ уменьшается, а, следовательно, вторая цепь ООС перестает работать, а управление регулирующим элементом выполняет первая цепь ООС.

Конденсатор $C1$ является сглаживающим фильтром входного напряжения.

Включение резистора $R1$ между $+U_{\text{вх}}$ и базой транзистора $VT1$ обеспечивает выключенный режим транзистора $VT1$ в исходном состоянии КСН с ИР.

В рассмотренной схеме использованы датчик выходного напряжения и датчик тока нагрузки.

В качестве датчика напряжения используют, как правило, два или три последовательно включенных между собой высокоомных резисторов. А сам датчик напряжения включают параллельно той части цепи, напряжение на которой необходимо контролировать.

В рассматриваемой схеме (рисунок 8.20) датчик выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ реализован последовательно включенными стабилитроном $VD2$, резистором $R8$ и резистором $R9$. А сам датчик выходного напряжения включен параллельно нагрузке (нагрузка на рисунке 8.20 не показана), напряжение $U_{\text{вых}}$ на которой необходимо контролировать.

В качестве датчика тока используют, как правило, низкоомный резистор, включенный последовательно в ту часть цепи, ток которой необходимо контролировать.

В рассматриваемой схеме (рисунок 8.20) датчик тока нагрузки реализован резистором $R6$, имеющим сопротивление ~0,5 Ом и рассчитанным на рассеивание мощности 2 Вт.

8.3. Импульсные преобразователи постоянного тока понижающе-повышающего типа

Большинство производителей электронных компонент предлагает значительное количество микросхем, предназначенных для построения либо повышающих, либо понижающих, либо полярно-инвертирующих DC/DC преобразователей без гальванической развязки входа и выхода. И лишь небольшое число микросхем предназначено для получения регулируемого стабилизированного напряжения на выходе как в режиме понижения, так и в режиме повышения входного напряжения. К таким преобразователям напряжения понижающе-повышающего типа относятся, например, микросхема MAX1759 производства компании Maxim Integrated Products и микросхема MCP1253 производства компании Microchip Technology.

DC/DC преобразователи понижающе-повышающего типа классифицируются на униполярные и биполярные преобразователи (рисунок 8.1).

Униполярные DC/DC преобразователи подразделяются на неинвертирующие (топологии SEPIC и ZETA) и инвертирующие (топология Cuck).

Биполярные DC/DC преобразователи ранжируются на топологии ZETA/Cuck и SEPIC/Cuck.

8.3.1. DC/DC преобразователи, построенные по топологии SEPIC

На рисунке 8.21 показана принципиальная электрическая схема униполярного неинвертирующего понижающе-повышающего DC/DC преобразователя, построенного по топологии SEPIC. SEPIC – это аббревиатура от английского названия: Single Ended Primary Inductor Converter. А в отечественной литературе такие преобразователи называются преобразователями с несимметрично нагруженной первичной индуктивностью.

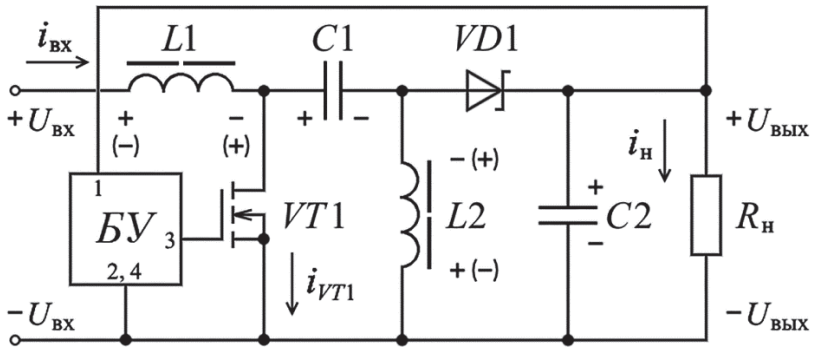


Рисунок 8.21 – Схема понижающе-повышающего преобразователя, построенного по топологии SEPIC

У преобразователей, построенных по топологии SEPIC, различают две фазы работы, определяемые состоянием силового транзистора $VT1$, работающем в ключевом режиме.

Первая фаза реализуется при полностью открытом транзисторе $VT1$ и называется фазой накопления энергии дросселями.

Вторая фаза реализуется при полностью закрытом транзисторе $VT1$ и называется фазой передачи энергии дросселей в нагрузку.

Электрические цепи, по которым протекают токи в течение первой фазы работающего понижающе-повышающего DC/DC преобразователя, построенного по топологии SEPIC, показаны на рисунке 8.22.

В первой фазе при замкнутом блоком управления электронном ключе (рисунок 8.21), функцию которого выполняет транзистор $VT1$, через обмотку входного дросселя $L1$ протекает ток i_{L1}, равный входному току $i_{\text{вх}}$, и на ней наводится ЭДС ε_{L1}, полярность которой указана на рисунке 8.21 (без скобок) и на рисунке 8.22. Ток i_{L1} протекает по цепи: $(+U_{\text{вх}}) \rightarrow L1 \rightarrow VT1 \rightarrow (-U_{\text{вх}})$. Падением напряжения на полностью открытом полевом транзисторе пренебрегают по сравнению с входным напряжением $U_{\text{вх}}$. Поэтому на рисунке 8.22 транзистор $VT1$ не показан, а вместо него указан проводник.

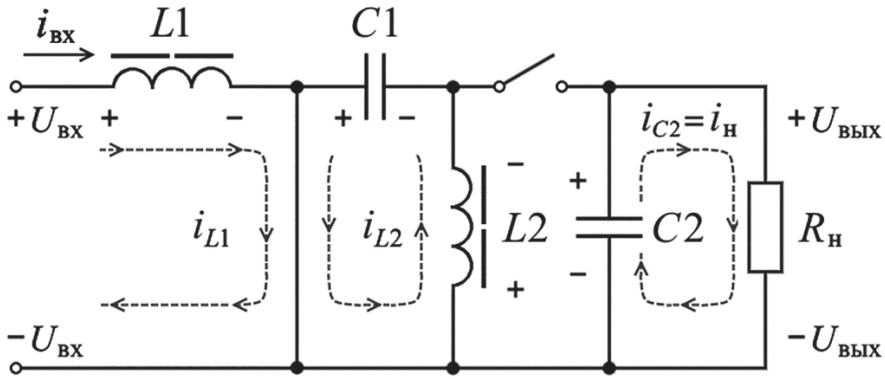


Рисунок 8.22 – Схема DC/DC преобразователя, построенного по топологии SEPIC и работающего в первой фазе, то есть в фазе накопления энергии дросселями

В этот же интервал времени разделительный («летающий») конденсатор $C1$ разряжается на дроссель $L2$, через обмотку которого протекает ток i_{L2}, и на обмотке дросселя $L2$ наводится ЭДС ε_{L2}, полярность которой также указана на рисунке 8.21 (без скобок) и на рисунке 8.22.

При этом диод $VD1$ (рисунок 8.21) закрыт, так как к нему приложено обратное напряжение равное выходному напряжению $U_{\text{вых}}$.

Очевидно, что напряжение на конденсаторе $C2$ определяет выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ на нагрузке $R_{\text{н}}$, а ток нагрузки $i_{\text{н}}$ равен току i_{C2} разрядки конденсатора $C2$.

Таким образом, в первой фазе происходит накопление энергии в магнитном поле дросселей $L1$ и $L2$, причем дроссель $L1$ заряжается входным напряжением $U_{\text{вх}}$, дроссель $L2$ – напряжением на «летающем» конденсаторе $C1$, а конденсатор $C2$ формирует выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ на нагрузке $R_{\text{н}}$. В этой фазе работы преобразователя, построенного по топологии SEPIC, передача энергии со входа на выход не происходит.

Во второй фазе работы рассматриваемого преобразователя при разомкнутом электронном ключе, функцию которого выполняет транзистор $VT1$ (рисунок 8.21), электрические цепи, по которым протекают токи преобразователя, показаны на рисунке 8.23.

В соответствии с правилом Ленца при выключении блоком управления транзистора $VT1$ (рисунок 8.21) энергия, накопленная в магнитном поле дросселя $L1$, затрачивается на поддержание протекания тока i_{L1} через обмотку дросселя $L1$ в прежнем направлении, что сопровождается изменением полярности ЭДС ε_{L1} на обмотке дросселя $L1$. На рисунке 8.21 и на рисунке 8.23 она указана в скобках.

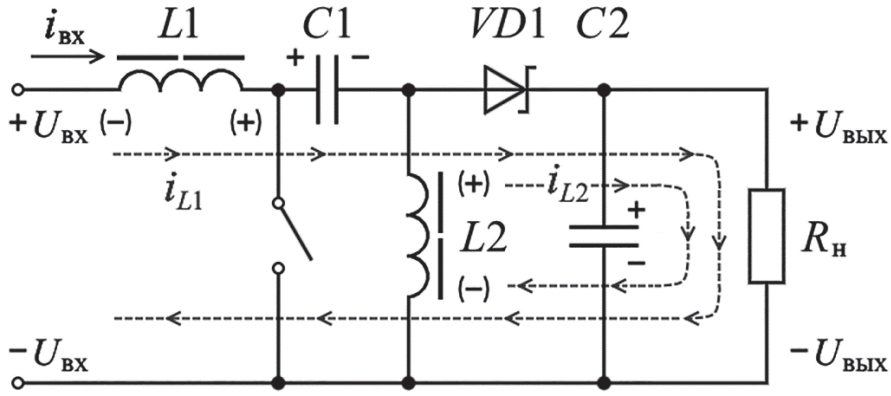


Рисунок 8.23 – Схема DC/DC преобразователя, построенного по топологии SEPIC и работающего во второй фазе, то есть в фазе передачи энергии дросселей в нагрузку

К диоду $VD1$ приложено прямое напряжение и он открывается. Входное напряжение $U_{вх}$ и ЭДС ε_{L1} на обмотке дросселя $L1$ включены последовательно, их суммарное напряжение обеспечивает протекание тока i_{L1} по цепи: $(+U_{вх}) \rightarrow L1 \rightarrow C1 \rightarrow VD1 \rightarrow C2 \text{II} R_н \rightarrow (-U_{вх})$. При этом конденсаторы $C1$ и $C2$ подзаряжаются через открытый диод $VD1$. Полярность ЭДС ε_{L2} на обмотке дросселя $L2$ указана в скобках, а ею формируемый ток i_{L2} протекает по цепи: $(+\varepsilon_{L2}) \rightarrow VD1 \rightarrow C2 \text{II} R_н \rightarrow (-\varepsilon_{L2})$. Энергия, накопленная в магнитном поле дросселя $L2$, также передается в нагрузку $R_н$.

Следовательно, ток нагрузки $i_н$ определяется суммой токов i_{L1} и i_{L2}.

Преобразователи, построенные по топологии SEPIC, являются типичными DC/DC преобразователями понижающе-повышающего типа.

Со схемотехнической точки зрения топология SEPIC представляет собой топологию КСН с ИР, силовая часть которого построена по схеме повышающего типа, в которой дополнительно имеются конденсатор и дроссель.

8.3.2. DC/DC преобразователи, построенные по топологии Zeta

Интерес к схемотехнике DC/DC преобразователей, построенных по топологии Zeta, начался с 1989 года. Эта схема была названа «Dual SEPIC» из-за схожего устройства с SEPIC. Сейчас общепринято такой тип преобразователей называть Zeta. Имя «Zeta» было дано в честь шестой буквы греческого алфавита, так как схема Dual SEPIC преобразователя хронологически была шестой среди базовых схем конвертеров (Buck, Boost, Buck-Boost, Cuck, SEPIC, Dual SEPIC).

Схемотехническое различие DC/DC преобразователей, построенных по топологиям SEPIC и Zeta, заключается во включении транзистора, дросселей и диода.

Схема униполярного неинвертирующего понижающе-повышающего DC/DC преобразователя, построенного по топологии Zeta, приведена на рисунке 8.24.

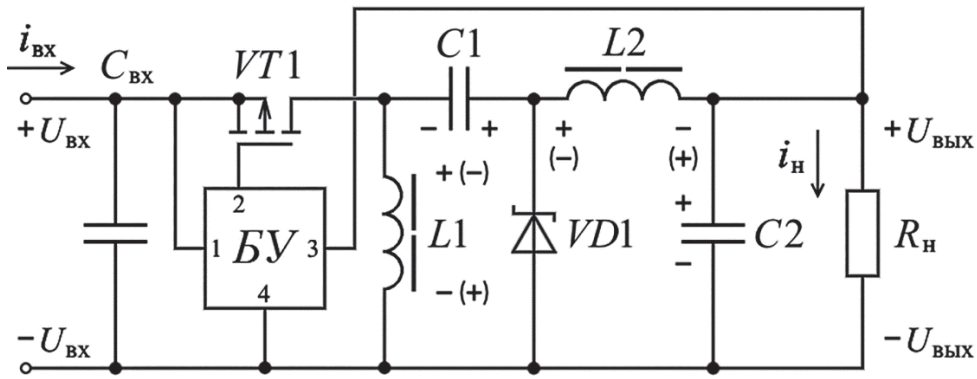


Рисунок 8.24 – Схема понижающе-повышающего преобразователя, построенного по топологии Zeta

ZETA преобразователь, как и SEPIC преобразователь, в составе своей схемы имеет два дросселя, два конденсатора, электронный ключ, обычно выполненный в виде полевого транзистора, и блок управления, задающий ключевой режим транзистора. Дроссели $L1$ и $L2$ выполняют функцию накопления и передачи энергии посредством электромагнитной индукции, а конденсатор $C1$ присутствует в схеме для разделения входа преобразователя от его выхода, чтобы предотвратить прямое прохождения постоянного тока. Разделительный конденсатор $C1$ также иногда называют «летающим», так как он выполняет функции не только разделения, а также накопления и передачи энергии между двумя секциями схемы.

На входе рассматриваемого преобразователя, как правило, устанавливают конденсатор $C_{вх}$, который обеспечивает стабильность работы источника энергии, формирующего входное напряжение $U_{вх}$.

При анализе принципа действия Zeta преобразователя выделяют две фазы.

Первая фаза соответствует интервалу времени, когда транзистор $VT1$ полностью открыт и происходит накопление энергии в дросселях (фаза накопления энергии дросселями).

Вторая фаза соответствует интервалу времени, когда транзистор $VT1$ разомкнут и происходит разрядка дросселей (фаза передачи энергии).

В первой фазе при открытом транзисторе $VT1$ через обмотку дросселя $L1$ протекает линейно возрастающий ток i_{L1} и на обмотке дросселя $L1$ наводится ЭДС, полярность которой указана на рисунке 8.25.

Кроме того, в этом же интервале времени заряжается дроссель $L2$ током, протекающим через разделительный конденсатор $C1$. При этом входное напряжение $U_{вх}$ DC/DC преобразователя и напряжение U_{C1} на разделительном

конденсаторе $C1$ заряжают выходной конденсатор $C2$, включенный параллельно нагрузке $R_н$.

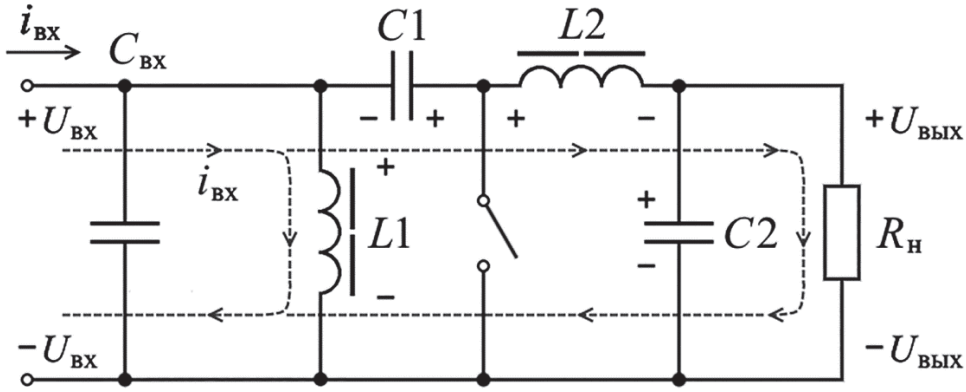


Рисунок 8.25 – Схема DC/DC преобразователя, построенного по топологии Zeta и работающего в первой фазе, то есть в фазе накопления энергии дросселями

Через обмотку дросселя $L2$ протекает ток i_{L2} и на ней наводится ЭДС, полярность которой указана на рисунке 8.25. В этой фазе диод $VD1$ закрыт, так как к нему приложено обратное напряжение.

Во второй фазе при разомкнутом ключе $VT1$ дроссели $L1$ и $L2$ отдают накопленную энергию. Энергия, накопленная в магнитном поле дросселей, расходуется на поддержание протекания тока через обмотки дросселей в том же направлении, тем самым полярность ЭДС на обмотках дросселей по правилу Ленца изменяется (рисунок 8.26).

Диод $VD1$ смещен в прямом направлении, следовательно, открыт и через него протекают токи i_{L1} и i_{L2}. Поэтому энергия, накопленная в магнитном поле дросселя $L1$, заряжает «летающий» конденсатор $C1$, а энергия, накопленная в магнитном поле дросселя $L2$, передается на выходной конденсатор $C2$, включенный параллельно нагрузке $R_н$.

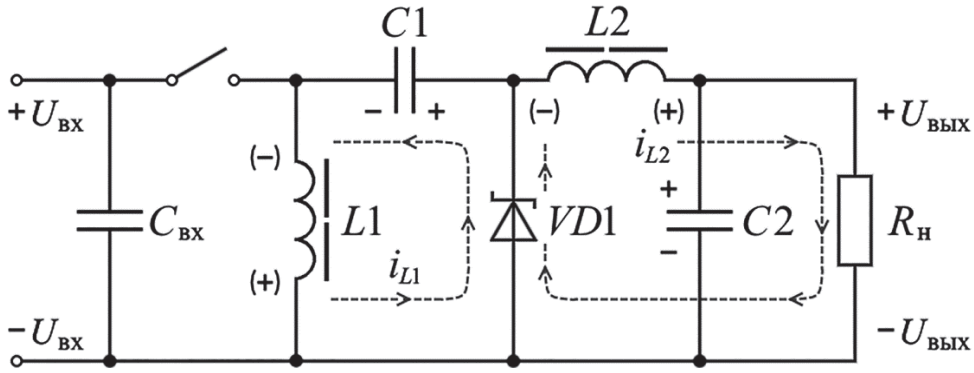


Рисунок 8.26 – Схема DC/DC преобразователя, построенного по топологии Zeta и работающего во второй фазе, то есть в фазе передачи энергии

8.3.3. DC/DC преобразователи, построенные по топологии Cuck

Униполярные DC/DC преобразователи понижающе-повышающего типа, построенные по топологии Cuck, обеспечивают инвертирование выходного напряжение относительно входного напряжения.

В составе схемы преобразователя имеются два дросселя, два конденсатора, диод, электронный ключ, обычно выполненный в виде полевого транзистора, и блок управления, определяющий режим работы транзистора. Дроссели $L1$ и $L2$ выполняют функцию накопления и передачи энергии посредством электромагнитной индукции, разделительный конденсатор С1 выполняет функцию развязки каскадов по постоянному току. Его также иногда называют «летающим», так как он выполняет функции не только разделения, а также накопления и передачи энергии между двумя секциями схемы. Конденсатор $C2$ выполняет роль выходного сглаживающего фильтра. На входе рассматриваемого преобразователя, как правило, устанавливают конденсатор $C_{\text{вх}}$, который обеспечивает стабильность работы источника энергии, формирующего входное напряжение $U_{\text{вх}}$.

Блок управления имеет обратную связь с выходом преобразователя для поддержания постоянного выходного напряжения, изменяя коэффициент заполнения тактового сигнала, который подаётся на затвор силового транзистора.

Функционально преобразователь можно представить как последовательно соединённые секции (рисунок 8.27): входная – повышающий преобразователь, выходная – понижающий преобразователь.

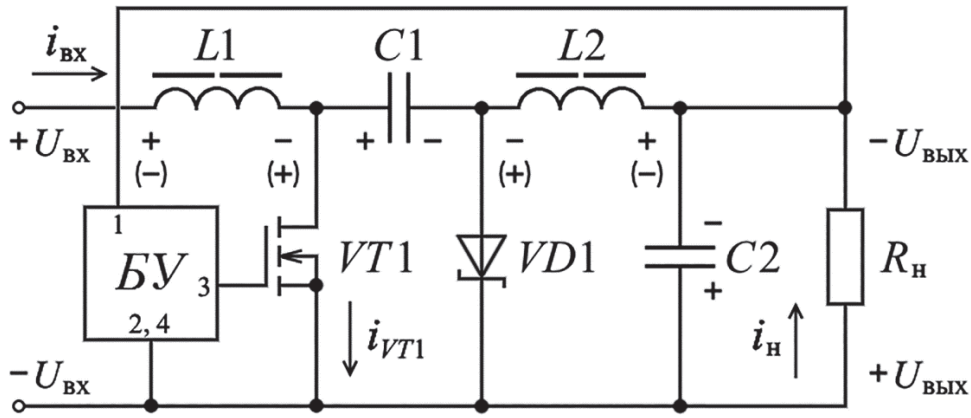


Рисунок 8.27 – Схема понижающе-повышающего преобразователя, построенного по топологии Cuck

Процесс преобразования энергии можно разделить на две фазы по состоянию ключа: фазу накопления энергии – транзистор $VT1$ открыт и происходит накопление энергии в дросселях (рисунок 8.28) и фазу передачи энергии – транзистор $VT1$ закрыт и дроссели отдают накопленную энергию в нагрузку (рисунок 8.29).

В первой фазе (при открытом транзисторе $VT1$) через обмотку дросселя $L1$ протекает линейно возрастающий ток i_{L1} и на обмотке дросселя $L1$ наводится ЭДС индукции, полярность которой указана на рисунке 8.28.

Также, на этом же интервале времени заряжается дроссель $L2$ от накопленной конденсатором $C1$ энергии в предыдущей фазе работы. Через обмотку дросселя $L2$ протекает ток i_{L2} и на ней наводится ЭДС индукции, полярность которой обозначена без скобок. В этой фазе диод $VD1$ закрыт (рисунок 8.27), так как нему приложено обратное напряжение, равное напряжению на конденсаторе $C1$, заряженному во второй фазе.

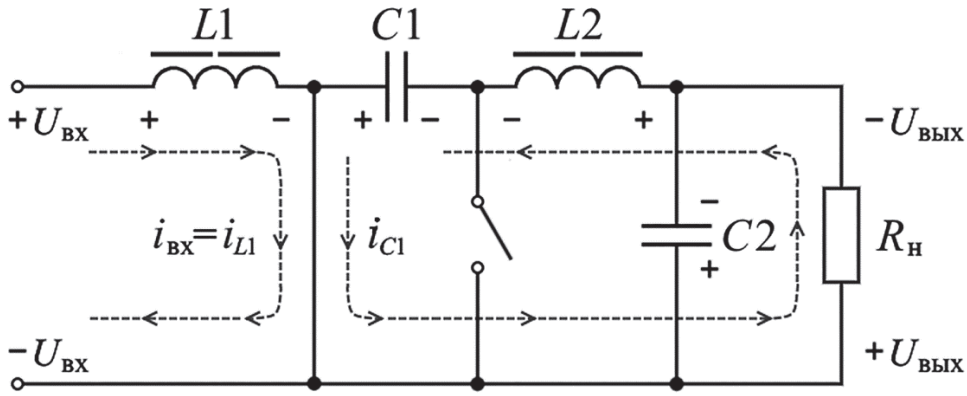


Рисунок 8.28 – Схема DC/DC преобразователя Cuck в фазе накопления энергии дросселями

Во второй фазе (при закрытом транзисторе $VT1$) энергия, накопленная в магнитном поле дросселей, расходуется на поддержание протекания тока через обмотки дросселей в том же направлении. Полярность ЭДС на обмотках дросселей по правилу Ленца изменяется (рисунок 8.29). Таким образом к диоду приложено уже прямое напряжение, следовательно, он открыт и пропускает через себя токи i_{L1} и i_{L2}. В этой фазе конденсатор $C1$ заряжается до суммарного напряжения на обмотке дросселя $L1$ и источника питания $U_{вх}$, а энергия, запасённая в дросселе $L2$, передается на нагрузку.

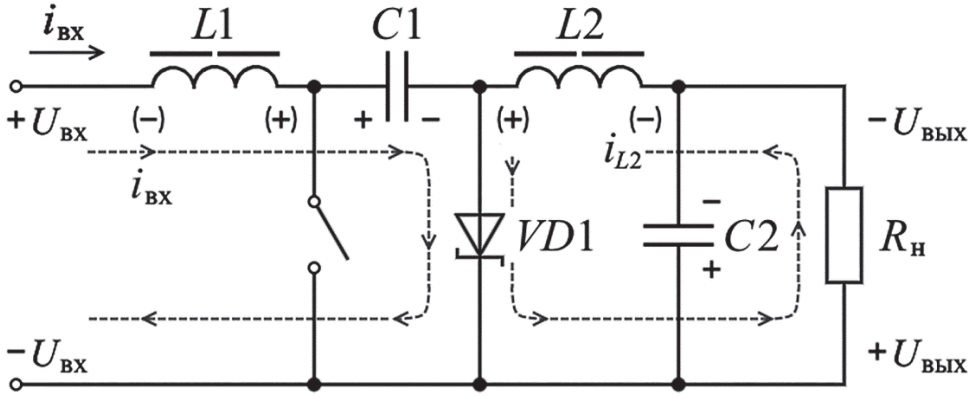


Рисунок 8.29 – Схема DC/DC преобразователя Cuck в фазе передачи энергии дросселями

В первой фазе к диоду $VD1$ приложено обратное напряжение конденсатора $C1$, заряженного до суммарного напряжения $U_{вх}$ и ЭДС индукции, наведенной на обмотке дросселя $L1$ во второй фазе.

8.4. DC/DC преобразователи с биполярным выходом понижающе-повышающего типа, построенные по топологии SEPIC/CUCK

Традиционно понижающе-повышающие DC/DC преобразователи состоят из двух секций: входной и выходной, между которыми включен разделительный конденсатор. Схемотехника секций содержит элементы типового понижающего, повышающего и инвертирующего преобразователя.

В простых асинхронных топологиях конверторов используется один активный (транзистор) и один пассивный (диод) ключевой элемент. Синхронные топологии обладают лучшими характеристиками. Но управление всем многообразием транзисторных ключевых элементов конвертора усложняет его схемотехнику, что конечно отражается и на стоимости.

Для получения выходного биполярного напряжения из входного однополярного напряжения интересным решением является комбинация однополярных конверторных преобразователей неинвертирующего SEPIC и инвертирующего Cuck, у которых входная секция идентична топологии повышающего DC/DC преобразователя. Это позволяет упростить схемотехнику исследуемого комбинированного преобразователя SEPIC/Cuck.

На рисунке 8.30 показана упрощенная асинхронная топология конвертора с биполярным выходом на основе объединения обеих конфигураций SEPIC и Cuck. Это позволило использовать активный коммутационный узел общим для обоих преобразователей. Топологии SEPIC и Cuck отличаются лишь порядком включения дросселя и диодного ключа.

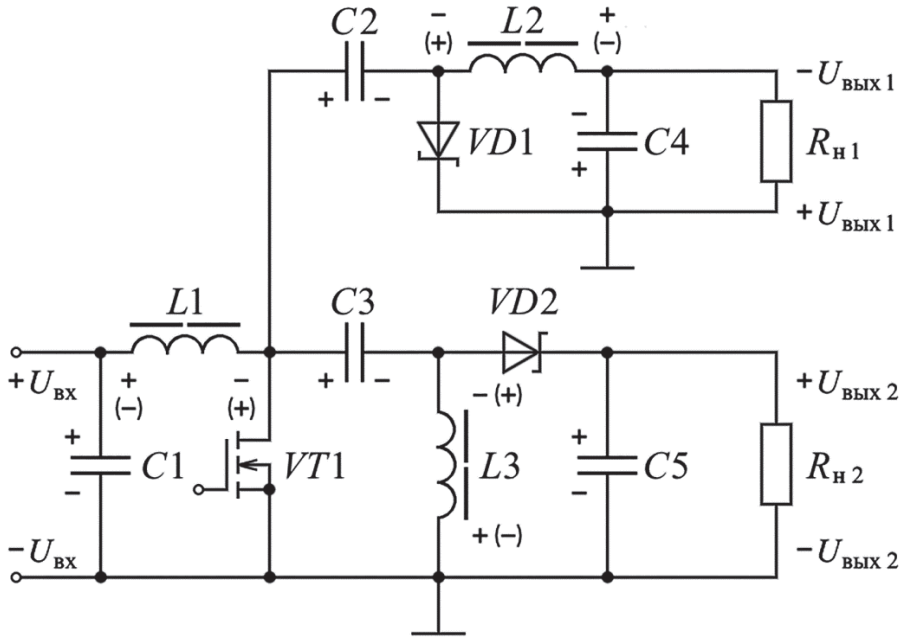


Рисунок 8.30 – Схема понижающе-повышающего конвертора SEPIC/Cuck с биполярным выходом

Для упрощения понимания схемотехники преобразователя на рисунке 8.30 блок управления силовым транзистором не показан.

Входная секция конвертора SEPIC/Cuck является общей и выполнена по схеме повышающего DC/DC преобразователя на базе входного конденсатора $C1$, дросселя $L1$ и транзистора $VT1$. Выходные секции конвертора различны для положительного и отрицательного выхода и отделены от входной секции разделительными конденсаторами $C2$ и $C3$.

Выходная секция отрицательного выходного напряжения $U_{\text{вых }1}$ на сопротивлении нагрузки $R_{\text{н }1}$, выполненная на элементах $L2$, $C4$ и $VD1$, соответствует топологии Cuck, а выходная секция положительного выходного напряжения

$U_{\text{вых}\,2}$ на сопротивлении нагрузки $R_{\text{н}\,2}$, выполненная на элементах $L3$, $C5$ и $VD2$, соответствует топологии SEPIC.

При рассмотрении схемотехники асинхронных конверторов с биполярным выходом, как и униполярных DC/DC преобразователей, анализируют две фазы их работы, определяемые проводимостью силового транзистора $VT1$.

Первая фаза соответствует интервалу времени, когда силовой транзистор $VT1$ полностью открыт и происходит накопление энергии в дросселях (фаза накопления энергии дросселями).

Вторая фаза соответствует интервалу времени, когда силовой транзистор $VT1$ разомкнут и происходит разрядка дросселей (фаза передачи энергии).

В первой фазе работы (рисунок 8.31) преобразователя (при полностью открытом силовом транзисторе $VT1$) источник питания с входным напряжением $U_{\text{вх}}$ обеспечивает зарядку входного конденсатора $C1$ и протекание тока по цепи: $(+U_{\text{вх}}) \rightarrow L1 \rightarrow VT1 \rightarrow (-U_{\text{вх}})$. Диоды $VD1$ и $VD2$ обратно смещены.

В это время разделительный конденсатор $C2$ разряжается по цепи: $(+C2) \rightarrow VT1 \rightarrow$ «земля» $\rightarrow C4 \text{II} R_{\text{н}\,1} \rightarrow L2 \rightarrow (-C2)$. На нагрузке $R_{\text{н}\,1}$ формируется отрицательный канал выходного напряжения $U_{\text{вых}\,1}$.

А разделительный конденсатор $C3$ разряжается по цепи: $(+C3) \rightarrow VT1 \rightarrow L3 \rightarrow (-C3)$. При этом конденсатор $C5$ формирует положительный канал выходного напряжения $U_{\text{вых}\,2}$ на нагрузке $R_{\text{н}\,2}$.

Траектории протекания токов на рисунке 8.31 показаны пунктирной линией.

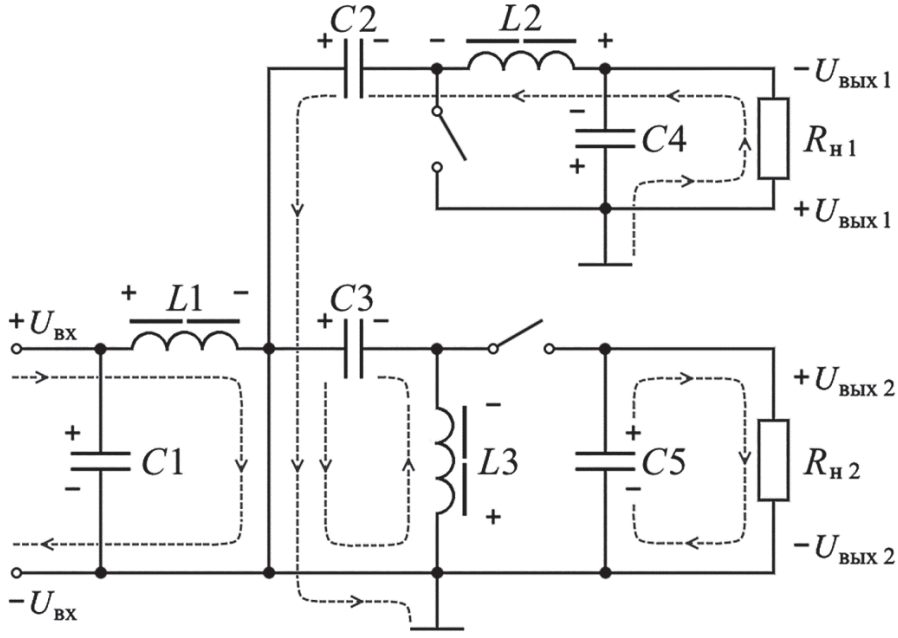


Рисунок 8.31 – Схема понижающе-повышающего конвертора SEPIC/Cuck с биполярным выходом, иллюстрирующая первую фазу его работы

Таким образом, в первой фазе работы преобразователя в дросселях $L1$, $L2$ и $L3$ и конденсаторах $C1$, $C4$ и $C5$ происходит накопление энергии, а разделительные конденсаторы $C2$ и $C3$ разряжаются.

Полярность ЭДС, наведенной на обмотке каждого дросселя в первой фазе работы преобразователя, указана на рисунке 8.30 (без скобок) и рисунке 8.31.

Во второй фазе работы (рисунок 8.32) преобразователя (при выключенном силовом транзисторе $VT1$) диоды $VD1$ и $VD2$ прямо смещены, на дросселях $L1$, $L2$ и $L3$ изменяется полярность ЭДС, а источник питания с входным напряжением $U_{\text{вх}}$ обеспечивает зарядку входного конденсатора $C1$.

Разделительные конденсаторы $C2$ и $C3$ заряжаются по следующим цепям.

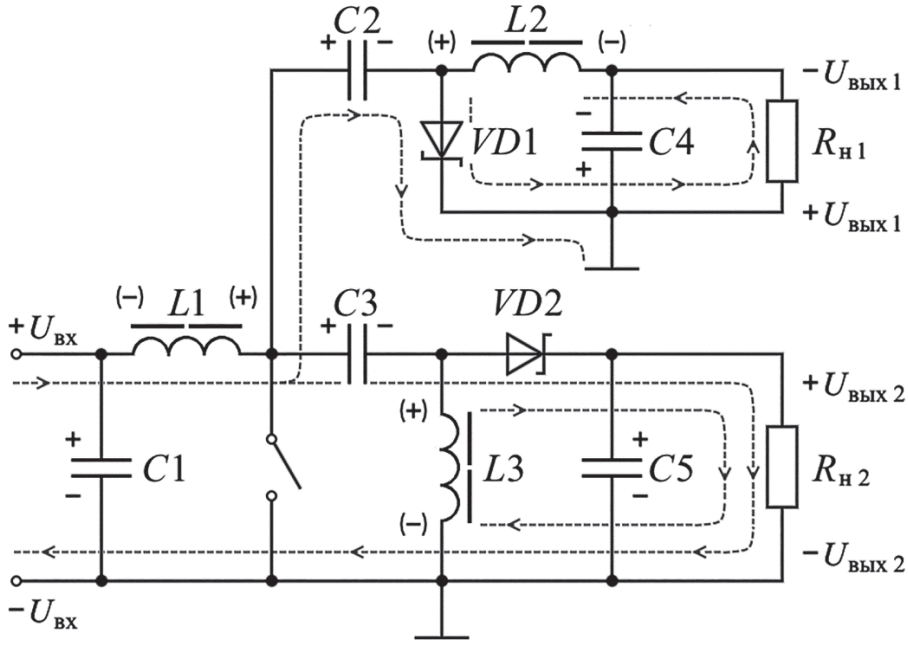


Рисунок 8.32 – Схема понижающе-повышающего конвертора SEPIC/Cuck с биполярным выходом, иллюстрирующая вторую фазу его работы

Цепь заряда разделительного конденсатора $C2$ (отрицательный канал, формирующий выходное напряжение $U_{\text{вых}\,1}$): $(+U_{\text{вх}}) \rightarrow L1 \rightarrow C2 \rightarrow VD1 \rightarrow$ «земля» $\rightarrow (-U_{\text{вх}})$.

Цепь заряда разделительного конденсатора $C3$ (положительный канал, формирующий выходное напряжение $U_{\text{вых}\,2}$): $(+U_{\text{вх}}) \rightarrow L1 \rightarrow C3 \rightarrow VD2 \rightarrow C5 \text{II} R_{\text{н}\,2} \rightarrow (-U_{\text{вх}})$.

Напряжение заряда конденсаторов $C2$ и $C3$ определяется суммой входного напряжения $U_{\text{вх}}$ и ЭДС, наведенной на обмотке дросселя $L1$, имеющей полярность во второй фазе работы преобразователя указанную в скобках на рисунке 8.30 и рисунке 8.32.

Одновременно происходит разряд дросселей $L2$ и $L3$ по цепям: $(+L2) \rightarrow VD1 \rightarrow C4 \text{II} R_{\text{н}\,1} \rightarrow (-L2)$ и $(+L3) \rightarrow VD2 \rightarrow C5 \text{II} R_{\text{н}\,2} \rightarrow (-L3)$, соответственно.

Траектории протекания токов на рисунке 8.32 показаны пунктирной линией.

Изменением коэффициента заполнения импульсов D, то есть вариацией длительности фаз работы преобразователя, регулируют выходное напряжение по обоим каналам.

Несомненным достоинством топологии конвертора SEPIC/Cuck является симметричность обоих каналов преобразования, возможность обойтись единым для обоих каналов активным ключом $VT1$ и, что немаловажно, нижнего уровня, что заметно упрощает и удешевляет схему управления.

Недостатки комбинации SEPIC/Cuck связаны с использованием пассивных ключей на диодах $VD1$ и $VD2$ (обычно диоды Шоттки), являющихся источником потерь в преобразователе и ухудшающими эффективность его работы.

8.5. DC/DC преобразователи понижающе-повышающего типа, построенные по топологии с накачкой заряда

DC/DC преобразователи понижающе-повышающего типа, построенные по топологии с накачкой заряда, часто называют зарядовыми насосами.

Зарядовые насосы относятся к классу емкостных (безындуктивных) преобразователей, использующих конденсаторы в качестве накопителей заряда. Перенос заряда от одного конденсатора к другому реализуется с помощью системы переключателей, выполняющих перераспределение заряда в конденсаторах.

При мощностях до единиц ватт зарядовые насосы на переключаемых (летающих) конденсаторах демонстрируют параметры, сравнимые с индуктивными DC/DC преобразователями. При этом они не требуют громоздких дискретных индуктивностей, имеют невысокую стоимость, превосходные массогабаритные характеристики, высокий КПД, прекрасно совмещаются с архитектурой микроконтроллерных систем.

При проектировании устройств с накачкой заряда необходимо учитывать особенности процессов обмена энергией в коммутируемых конденсаторах, а также способы, которыми достигается высокая эффективность преобразователя, и особенности коммутационных процессов в переходных режимах работы.

Основные электронные компоненты такого преобразователя – переключатели и конденсаторы. В выпрямителях с умножением напряжения, которые тоже относят к преобразователям с накачкой заряда, переключателями служат диоды. При реализации DC/DC преобразователей в интегральном варианте предпочтение отдается активным MOSFET переключателям с низким сопротивлением открытого канала, управляемым встроенным тактовым генератором. Конденсаторы, за исключением специальных применений, обычно не включаются в состав микросхем, что позволяет выбирать их тип и емкость в зависимости от рабочей частоты и требований к пульсациям выходного напряжения, которое может быть, как стабилизированным, так и нестабилизированным.

Физика и схемотехника зарядовых насосов

В типовой схеме построения зарядового насоса (рисунок 8.33) используется принцип коммутации летающего конденсатора *C*1 с помощью двух ключей *SA*1 и *SA*2, работу которых можно разделить на две фазы.

В первой фазе, когда коммутаторы *SA*1 и *SA*2 находятся в положении 1, летающий конденсатор *C*1 заряжается током $i_{\text{зар}}$ от источника входного напряжения

$U_{вх}$ (рисунок 8.33, *а*). Во второй фазе, после переключения коммутаторов *SA*1 и *SA*2 в положение 2, летающий конденсатор *C*1 разряжается током $i_{разр}$ на параллельно включенные выходной конденсатор *C*2 и нагрузку $R_н$ (рисунок 8.33, *б*).

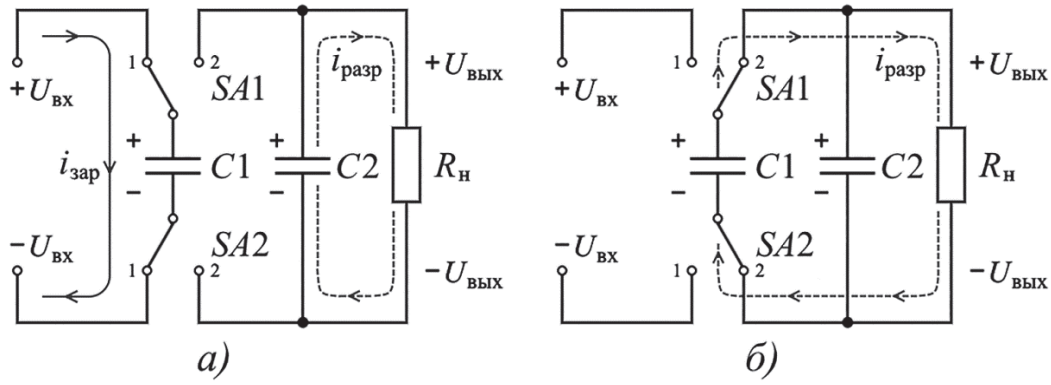


Рисунок 8.33 – Схема, иллюстрирующая принцип работы зарядового насоса:
а – фаза зарядки летающего конденсатора C1;
б – фаза разрядки летающего конденсатора C1

Конденсатор *C*1 традиционно называют летающим. Очевидно, что этот термин связан с переключением от входной цепи к выходной. Накопительный конденсатор *C*2 предназначен для хранения заряда и фильтрации выходного напряжения $U_{вых}$. Секция накопительного конденсатора *C*2 гальванически развязана с секцией летающего конденсатора *C*1, что позволяет комбинировать выходное напряжение с входным и получать на выходе напряжение с инверсией, без инверсии, выходное напряжение превышающее входное напряжение и выходное напряжение меньшее входного напряжения.

Физику процесса переноса заряда от одного конденсатора к другому и энергетическую эффективность работы преобразователей подобного типа удобно рассмотреть на схеме, показанной на рисунке 8.34.

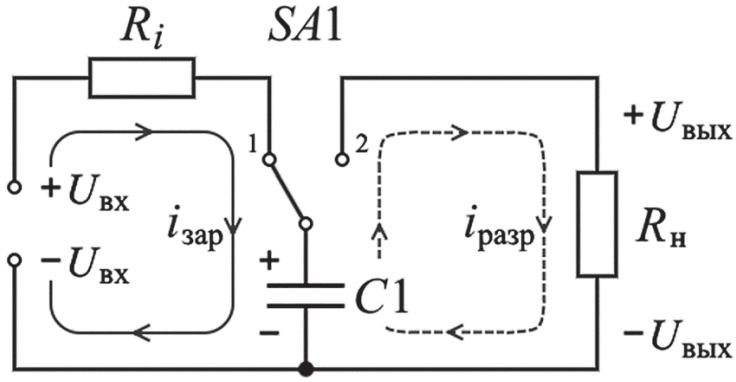


Рисунок 8.34 – Схема преобразователя с накачкой заряда и полной разрядкой летающего конденсатора

В первой фазе работы зарядового насоса ключ *SA*1 замкнут в положение 1 и летающий конденсатор *C*1 заряжается через резистор R_i от источника питания, на зажимах которого поддерживается постоянное напряжение $U_{вх}$. Резистор R_i – это резистивное сопротивление цепи заряда (сопротивление соединяющих

проводников, обкладок, выводов и внутреннее сопротивление источника энергии). Для последовательно включенных конденсатора $C1$ и резистора R_i справедливо соотношение

$$U_{\text{вх}} = u_{C1}(t) + u_{R_i}(t),$$

где t – время,

$u_{C1}(t)$ и $u_{R_i}(t)$ – напряжение на конденсаторе $C1$ и резисторе R_i, соответственно.

В начальный момент времени t_1 (рисунок 8.35) подключения конденсатора $C1$ к источнику питания $U_{\text{вх}}$, напряжение u_{C1} на конденсаторе равно нулю и все напряжение $U_{\text{вх}}$ источника окажется приложенным к резистору R_i, т. е. $u_{R_i}(t) = u_{R_i}(t_1)$=$U_{\text{вх}}$.

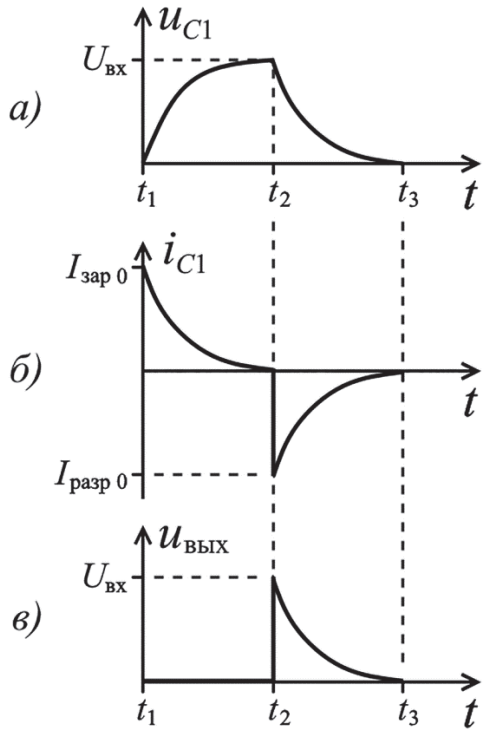


Рисунок 8.35 – Характерные временны́е диаграммы:
а – напряжения u_{C1} на налетающем конденсаторе C1; б – тока i_{c1} перезаряда конденсатора C1; в – напряжения $u_{\text{вых}}$ на нагрузке $R_{\text{н}}$

По мере заряда конденсатора $C1$ напряжение $u_{C1}(t)$ на нем возрастает по экспоненциальному закону, приближаясь к напряжению источника питания $U_{\text{вх}}$ (рисунок 8.35, *а*)

$$u_{C1}(t) = U_{\text{вх}} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{\text{зар}}}}\right), \qquad (8.51)$$

где $\tau_{\text{зар}}$ – постоянная времени заряда летающего конденсатора $C1$, равная $\tau_{\text{зар}} = R_{R_i} \cdot C_{C1}$, R_{R_i} – сопротивление резистора R_i,

C_{C1} – емкость летающего конденсатора $C1$. Для упрощения принято, что индуктивность цепи равна нулю.

При этом ток i_{c1} через летающий конденсатор $C1$, называемый током заряда $i_{зар}$, в момент времени t_1 подключения конденсатора $C1$ к источнику напряжения $U_{вх}$ максимален и равен $I_{зар\,0} = U_{вх}/R_{R_i}$ (рисунок 8.35, *б*) и по мере заряда конденсатора $C1$ уменьшается по экспоненциальному закону, стремясь к нулю, согласно уравнению

$$i_{зар}(t) = I_{зар\,0} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_{зар}}}. \tag{8.52}$$

Энергия W_{C1}, накопленная летающим конденсатором емкостью C_{C1} в течение фазы заряда, определяется соотношением

$$W_{C1} = \frac{C_{C1} \cdot U_{вх}^2}{2}. \tag{8.53}$$

Энергия потерь W_i при заряде летающего конденсатора $C1$, равна тепловой энергии, рассеиваемой на резисторе R_i зарядным током $i_{зар}$, и может быть определена по закону Джоуля – Ленца

$$W_i = \int_0^\infty i_{зар}^2 \cdot R_{R_i} \cdot dt. \tag{8.54}$$

Полагая, что сопротивление R_{R_i} резистора R_i не изменяется со временем, учитывая формулы определения $i_{зар}$ и $I_{зар\,0}$ и табличный интеграл $\int e^{cx}dx = \frac{1}{c}e^{cx}$, то из формулы (8.54) получают

$$\begin{aligned} W_i &= \frac{U_{вх}^2}{R_{R_i}} \int_0^\infty e^{-\frac{2t}{R_{R_i} \cdot C_{C1}}} dt = \frac{U_{вх}^2}{R_{R_i}} \left(-\frac{R_{R_i} \cdot C_{C1}}{2} \right) \cdot e^{-\frac{2t}{R_{R_i} \cdot C_{C1}}} \Bigg|_0^\infty = \\ &= -\frac{U_{вх}^2 \cdot C_{C1}}{2}(0 - 1) = \frac{C_{C1} \cdot U_{вх}^2}{2}. \end{aligned} \tag{8.55}$$

Таким образом, при заряде летающего конденсатора половина энергии источника питания переходит в энергию электрического поля конденсатора, а вторая половина выделяется в зарядной цепи в виде тепловых потерь. При этом величина потерь не зависит от сопротивления зарядной цепи.

Полная энергия W, потребляемая от источника питания при перекачке заряда с помощью летающего конденсатора, равна сумме потери энергии W_i в процессе заряда конденсатора и накопленной энергии в конденсаторе W_{C1}, то есть

$$W = W_i + W_{C1} = C_{C1} \cdot U_{вх}^2. \tag{8.56}$$

Во второй фазе работы зарядового насоса переключатель $SA1$ находится в положении 2 (рисунок 8.34) и с момента времени t_2 конденсатор $C1$ разряжается на нагрузку $R_н$ (рисунок 8.35, *б*). Ток $i_{разр}$ разряда конденсатора $C1$ имеет обратное направление по сравнению с током заряда $i_{зар}$ и уменьшается во времени по экспоненциальному закону.

$$i_{разр} = I_{разр\,0} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_{разр}}}, \tag{8.57}$$

где $I_{\text{разр }0} = U_{\text{вх}}/R_{R_{\text{н}}}$ – максимальный ток разряда;
$\tau_{\text{разр}} = C_{C1} \cdot R_{R_{\text{н}}}$ – постоянная времени цепи разряда летающего конденсатора.

Мгновенное напряжение $u_{\text{вых}}$ на нагрузке $R_{\text{н}}$ повторяет форму тока разряда $i_{\text{разр}}$ (рисунок 8.35, *в*).

Энергия $W_{\text{н}}$, выделяемая при разряде летающего конденсатора $C1$ на нагрузке $R_{\text{н}}$, равна энергии W_{C1} (формула (8.53)), запасенной в конденсаторе $C1$, и не зависит от сопротивления нагрузки

$$W_{\text{н}} = \frac{C_{C1} \cdot U_{\text{вх}}^2}{2} = 0{,}5W. \tag{8.58}$$

Таким образом, летающий конденсатор перекачивает в нагрузку всего лишь половину энергии W, потребляемой им от источника напряжения. Следовательно, КПД преобразования составляет 50 % и не зависит ни от сопротивления потерь при заряде, ни от сопротивления нагрузки при разряде. Конечно, такой невысокий КПД малопривлекателен для разработчиков DC/DC преобразователей с накачкой заряда.

Однако утверждение об относительно невысоком КПД справедливо лишь для случая полного разряда летающего конденсатора $C1$, когда напряжение u_{c1} на конденсаторе уменьшается до нуля. Ситуация существенно изменяется, если летающий конденсатор разряжается на нагрузку не полностью, а лишь частично, до напряжения $U_{c1\,min}$. В этом случае энергия W, передаваемая в нагрузку летающим конденсатором $C1$ за один цикл, определяется выражением

$$W = \frac{C_{C1} \cdot (\Delta U)^2}{2} = \frac{C_{C1} \cdot (U_{\text{вх}} - U_{c\,min})^2}{2}, \tag{8.59}$$

где $U_{\text{вх}}$ – начальное напряжение на летающем конденсаторе,
$\Delta U = (U_{\text{вх}} - U_{c\,min})$.

При этом в нагрузку передается порция заряда ΔQ, определяемая по формуле

$$\Delta Q = C_{C1} \cdot \Delta U = C_{C1} \cdot (U_{\text{вх}} - U_{c\,min}). \tag{8.60}$$

Конечно, при частичной перезарядке летающего конденсатора порция энергии, передаваемая за один цикл, уменьшается, по сравнению с полной перезарядкой. Но при коммутации ключа $SA1$ (рисунок 8.34) с частотой $f_{\text{такт}}$, ток $I_{\text{н}}$ в нагрузке растет пропорционально частоте коммутации

$$I_{\text{н}} = \Delta Q \cdot f_{\text{такт}} = C_{C1} \cdot (U_{\text{вх}} - U_{c\,min}) \cdot f_{\text{такт}} = \frac{\Delta U}{R_{\text{экв}}}, \tag{8.61}$$

где $R_{\text{экв}} = 1/(C_{C1} \cdot f_{\text{такт}})$ – эквивалентное выходное сопротивление преобразователя.

С физической точки зрения эквивалентное выходное сопротивление $R_{\text{экв}}$ определяет резистивные потери рассматриваемого устройства. Чтобы увеличить ток нагрузки необходимо уменьшить $R_{\text{экв}}$, что может быть достигнуто

увеличением емкости летающего конденсатора и/или повышением частоты коммутации.

Принцип частичного разряда летающего конденсатора просто реализовать, подключив параллельно нагрузке $R_{\text{н}}$ конденсатор $C2$ фильтра (рисунок 8.36). На конденсаторе $C2$ фильтра, включенного параллельно нагрузке, сохраняется некоторое минимальное значение выходного напряжения $U_{c\,min}$, начиная с которого в последующие циклы работы летающий конденсатор $C1$ дозаряжается до напряжения $U_{\text{вх}}$. Такая перекачка энергии микропорциями увеличивает эффективность процесса накачки заряда. Причем с уменьшением разницы входного и выходного напряжений $\Delta U = (U_{\text{вх}} - U_{c\,min})$ растут коэффициент передачи напряжения со входа на выход преобразователя и его КПД.

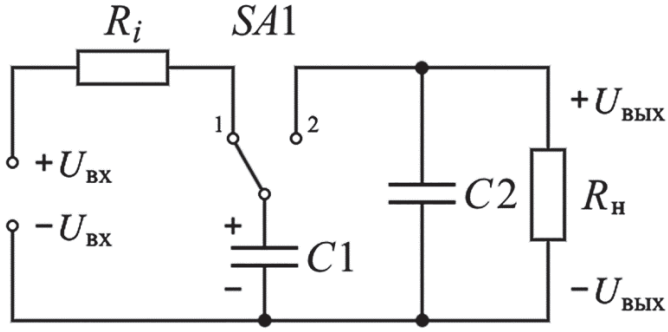


Рисунок 8.36 – Схема преобразователя с накачкой заряда и частичной разрядкой летающего конденсатора

Увеличить количество переносимой конденсатором энергии возможно либо за счет увеличения его емкости, либо рабочей частоты $f_{\text{такт}}$. Однако, в первом случае возрастают габариты конденсатора и, следовательно, габариты преобразователя, а во втором случае возрастают потери энергии в ключах, что снижает его коэффициент полезного действия.

Напряжение на выходе преобразователя определяется напряжением на конденсаторе $C2$ фильтра. В момент, когда ключ $SA1$ соединяет конденсаторы $C1$ и $C2$ параллельно, выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ имеет максимальное значение $U_{\text{вых}\,max}$. В дальнейшем, по мере разряда ансамбля конденсаторов $C1$ и $C2$ на сопротивление нагрузки выходное напряжение уменьшается до минимальной величины $U_{\text{вых}\,min}$. На выходе преобразователя присутствует постоянная составляющая выходного напряжения $U_{\text{вых}=}$ и пульсирующая составляющая – напряжение пульсаций $\Delta U_{\text{н}} = U_{\text{вых}\,max} - U_{\text{вых}\,min}$. Величина пульсаций выходного напряжения, как и в любых источниках питания, определяется величиной емкости фильтра $C2$ и током нагрузки.

При проектировании микросхем, реализующих регулирование выходного напряжения накачкой заряда, обычно приходится искать компромиссное решение между величинами емкости летающего конденсатора $C1$, емкости накопительного конденсатора $C2$ и рабочей частоты $f_{\text{такт}}$.

На практике для снижения нестабильности выходного напряжения при изменении тока нагрузки $I_{\text{н}}$ преобразователя с накачкой заряда встречаются два варианта технических решений:

– первый вариант связан с использованием конденсаторов повышенной емкости. Такое решение целесообразно, когда электронное устройство, питаемое от DC/DC преобразователя, допускает отклонение напряжения в некоторых пределах (питание цифровых устройств обычно допускает отклонение 3…5 % от номинального напряжения) и можно обойтись без дополнительной стабилизации напряжения преобразователя. При этом для конкретного тока нагрузки важно выбрать емкости конденсаторов преобразователя достаточной величины;
– во втором варианте за счет усложнения устройства необходимый уровень стабилизации выходного напряжения достигается при использовании нетривиальных алгоритмов работы и специальных средств управления. При этом более эффективно используется запасенная в конденсаторах энергия, что минимизирует величину необходимой емкости.

Необходимая стабилизация достигается:
– за счет использования более сложной системы коммутации с контроллером управления, что позволяет обеспечить регулировку выходного напряжения за счет большей дискретности коэффициента передачи. При этом сохраняется высокий КПД;
– при использовании дополнительного аналогового стабилизатора, включенного после преобразователя, например, LDO. При этом несколько снижается КПД, но допустимо выбрать емкости конденсаторов преобразователя меньшей величины, что может снизить общие затраты на устройство, даже с учетом расходов на дополнительный стабилизатор.

Схемотехническое моделирование при проектировании устройств с накачкой заряда позволяет изучить коммутационные процессы работы преобразователя, минимизировать потери преобразования и тепловыделения, обеспечить больший КПД, оптимизировать величину емкостей и частоту переключения.

При моделировании преобразователей подобного типа следует учитывать следующие схемотехнические особенности:
– режим работы силового ключа связан с большими импульсными токами и возможным изменением полярности напряжений на его выводах;
– драйверы управления ключом должны иметь гальваническую развязку между силовыми и управляющими цепями и обеспечивать необходимые управляющие токи и напряжения при высоком быстродействии;
– одновременная работа в определенной последовательности нескольких силовых ключей требует формирования временно́й паузы (Dead Time) в интервалах между включением и выключением, чтобы исключить протекание сквозных токов во время переходных процессов.

В DC/DC преобразователях, построенных по топологии с накачкой заряда, для накопления и переноса энергии используются конденсаторы.

Преобразователи с накачкой заряда применяются в малогабаритных ИЭП, как правило, получающих энергию от литий-ионных батарей. С помощью таких преобразователей можно получить стабилизированное выходное напряжение

как выше, так и ниже напряжения батареи. Невысокая стоимость и малые массогабаритные характеристики выгодно отличают их от преобразователей, имеющих другой принцип работы.

Принцип работы DC/DC преобразователей с накачкой заряда, как отмечалось и ранее, состоит в том, что в течение некоторого времени летающий конденсатор заряжается входным напряжением $U_{\text{вх}}$, а затем в течение некоторого времени передает накопленную энергию выходному конденсатору, параллельно которому включена нагрузка $R_{\text{н}}$.

Отсутствие в DC/DC преобразователях с накачкой заряда статических электромагнитных устройств делает их применение более предпочтительным по сравнению с преобразователями с индуктивностями в тех случаях, когда требуется электропитание с малым энергопотреблением, малой занимаемой площадью на печатной плате и минимальной высотой.

Модельная схема рассматриваемого типа DC/DC преобразователей может быть представлена мостовой схемой, в диагональ которой по переменному току включен летающий конденсатор, а диагонально расположенные ключи моста работают синхронно попарно и поочередно.

В функционировании таких преобразователей различают две фазы: фаза накопления энергии летающим конденсатором (рисунок 8.37) и фаза передачи энергии летающего конденсатора в нагрузку (рисунок 8.38).

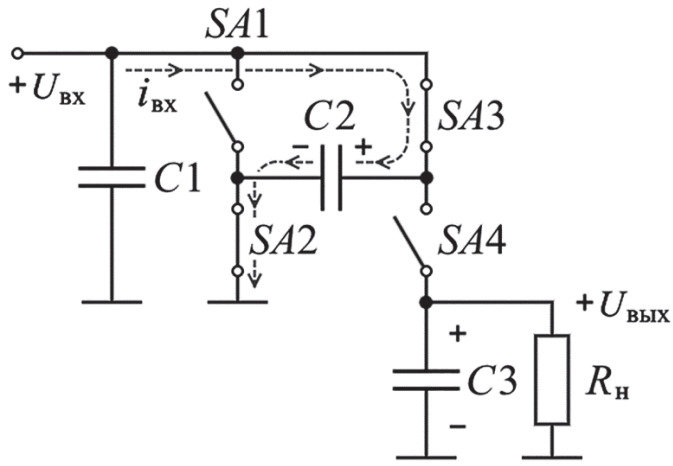


Рисунок 8.37 – Схема DC/DC преобразователя в фазе накопления энергии летающим конденсатором

В фазе накопления энергии «летающим» конденсатором $C2$ (рисунок 8.37) ключи $SA1$ и $SA4$ разомкнуты, а ключи $SA3$ и $SA2$ замкнуты и входной ток $i_{\text{вх}}$ протекает по цепи: $+U_{\text{вх}} \rightarrow SA3 \rightarrow C2 \rightarrow SA2 \rightarrow$ «земля». Летающий конденсатор $C2$ заряжается практически до входного напряжения, то есть $U_{C2} = U_{\text{вх}}$. Полярность напряжения U_{C2} на «летающем» конденсаторе указана на рисунке 8.37. В этой фазе напряжение на нагрузке $R_{\text{н}}$ определяет выходной конденсатор $C3$.

В фазе передачи энергии «летающего» конденсатора $C2$ (рисунок 8.38) в нагрузку ключи $SA1$ и $SA4$ замкнуты, а ключи $SA3$ и $SA2$ разомкнуты и входной ток $i_{\text{вх}}$ протекает по цепи: $+U_{\text{вх}} \rightarrow SA1 \rightarrow C2 \rightarrow SA4 \rightarrow C3||R_{\text{н}} \rightarrow$ «земля».

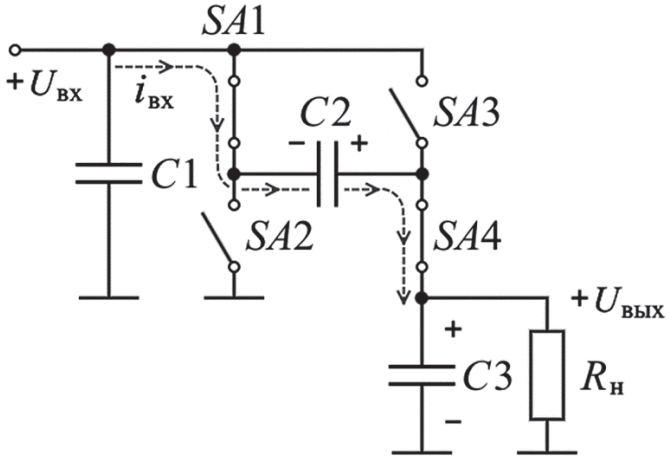


Рисунок 8.38 – Схема DC/DC преобразователя в фазе передачи энергии летающего конденсатора в нагрузку

Из схемы, приведенной на рисунке 8.38, видно, что входное напряжение $U_{\text{вх}}$ и напряжение U_{C2} на летающем конденсаторе $C2$ включены последовательно. По этой причине выходной конденсатор $C3$ заряжается до напряжения равного $U_{\text{вх}} + U_{C2}$. Учитывая, что $U_{C2} = U_{\text{вх}}$, то можно записать $U_{\text{вых}} = 2 \cdot U_{\text{вх}}$. Фактически рассматриваемый преобразователь работает в режиме удвоителя напряжения.

На входе преобразователей обычно включают конденсатор $C1$.

В качестве «летающих» конденсаторов используются керамические конденсаторы емкостью $\sim 0{,}1 \ldots 10$ мкФ с малым внутренним сопротивлением.

Частота преобразования $f_{\text{п}}$ в DC/DC преобразователях с накачкой заряда задается соответствующим драйвером в интервале от ~ 10 кГц до ~ 2 МГц. В datasheet на микросхемы, реализующие такие преобразователи, указывается конкретное значение частоты преобразования $f_{\text{п}}$. Например, в микросхемах LTC3260 (Linear Technology), реализующих двуполярные DC/DC преобразователи, используется накачка заряда. Эта микросхема является комбинированной. Отрицательное напряжение вырабатывает инвертор с накачкой заряда, за которым следует LDO (линейный стабилизатор с малым падением напряжения), а положительное выходное напряжение вырабатывает LDO положительного напряжения. Тактовая частота системы накачки заряда отрицательного выходного напряжения составляет 2 МГц.

Более того, частота преобразования микросхем может изменяться в процессе ее работы из-за внешних эксплуатационных причин.

Характерные диаграммы напряжений для рассматриваемого преобразователя приведены на рисунке 8.39.

У устойчиво работающего преобразователя выделяют две фазы работы.

В течение первой фазы работы преобразователя (интервал времени на рисунке 8.39 обозначен t_1) выходной конденсатор $C3$ разряжается на нагрузку $R_{\text{н}}$ и мгновенное выходное напряжение $u_{\text{вых}}$ преобразователя уменьшается по экспоненциальному закону от $2 \cdot U_{\text{вх}}$ до $U_{\text{вых}\,min}$.

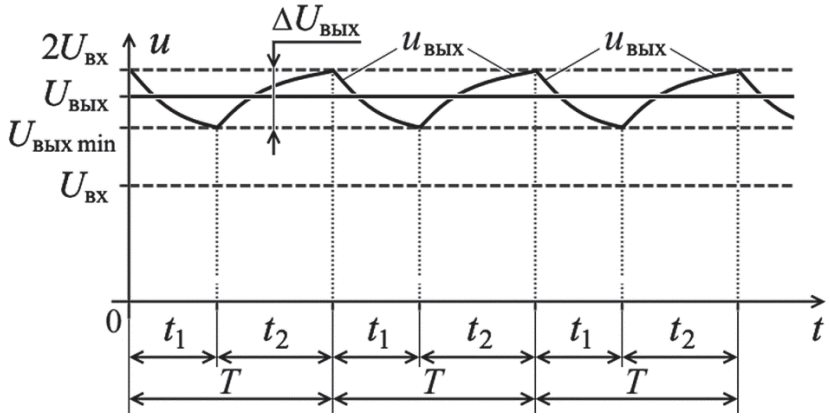


Рисунок 8.39 – Диаграммы напряжений для DC/DC преобразователя с накачкой заряда

В течение второй фазы работы преобразователя (интервал времени на рисунке 8.39 обозначен t_2) выходной конденсатор $C3$ подзаряжается и мгновенное выходное напряжение $u_{вых}$ увеличивается от $U_{вых\,min}$ до $2 \cdot U_{вх}$. Размах пульсаций выходного напряжения $\Delta U_{вых} = 2 \cdot U_{вх} - U_{вых\,min}$. Видно, что после соответствующей фильтрации мгновенного выходного напряжения $u_{вых}$ постоянная составляющая выходного напряжения $U_{вых}$ превышает $U_{вх}$ и приближается к $2 \cdot U_{вх}$.

Передача энергии со входа на выход рассмотренного DC/DC преобразователя происходит лишь в течение второй фазы, то есть это однотактная схема.

Частота колебаний мгновенного напряжения на нагрузке равна частоте коммутаций ключей.

При проектировании DC/DC преобразователей особое внимание обращают на устранение главных их недостатков: малая нагрузочная способность, повышенные пульсации и стабильность выходного напряжения.

Проблема малой нагрузочной способности была решена применением в качестве летающих конденсаторов керамических конденсаторов, которые имеют низкое внутреннее сопротивление и емкость до сотен микрофарад. Это позволило переносить большие заряды на высоких частотах (до ~2 МГц).

Проблема повышенных пульсаций была решена применением двухтактной схемы DC/DC преобразователя, реализующей удвоитель напряжения, (рисунок 8.40 и рисунок 8.41).

Схема двухтактного преобразователя с накачкой заряда представляет собой два однотактных преобразователя, включенных параллельно и работающих в противофазе на одну нагрузку.

У устойчиво работающего преобразователя выделяют два такта работы.

В первом такте работы DC/DC преобразователя (рисунок 8.40) ключи $SA1$, $SA4$ и $SA5$, $SA8$ разомкнуты, а ключи $SA3$, $SA2$ и $SA7$, $SA6$ замкнуты, летающий конденсатор $C2$ подзаряжается до напряжения практически равного $U_{вх}$, а летающий конденсатор $C4$, включенный последовательно со входным напряжением, разряжается на выходной конденсатор $C3$, параллельно которому включена нагрузка $R_н$.

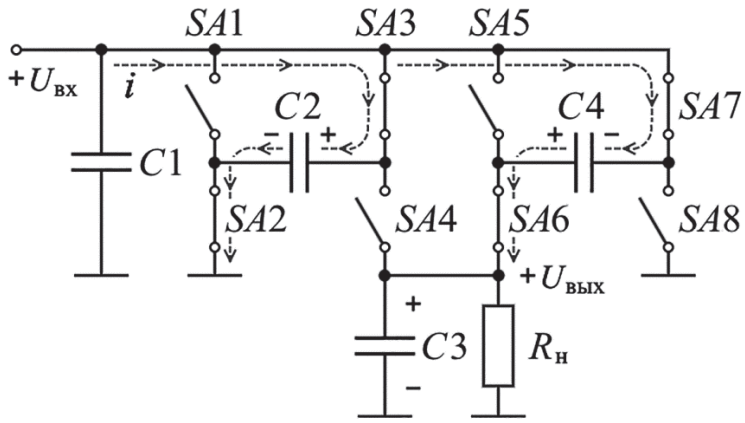


Рисунок 8.40 – Схема двухтактного DC/DC преобразователя в первом такте его работы

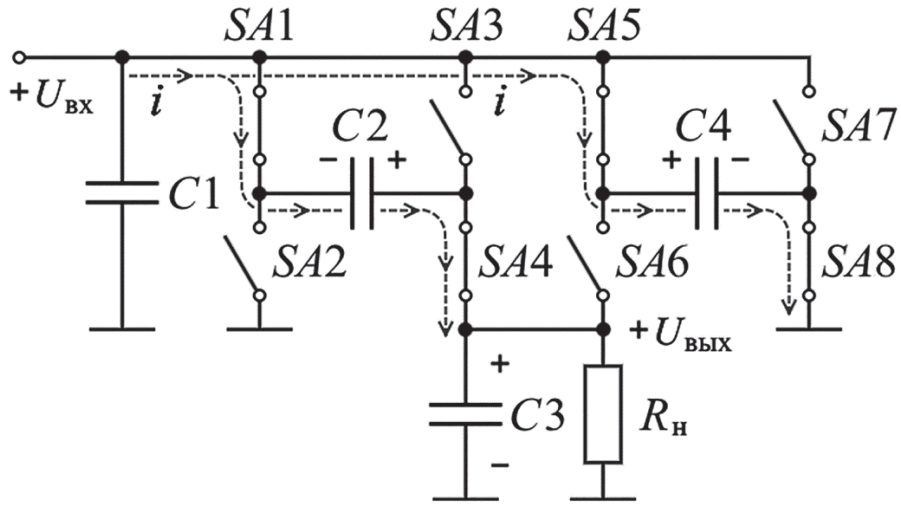


Рисунок 8.41 – Схема двухтактного DC/DC преобразователя во втором такте его работы

Во втором такте работы DC/DC преобразователя (рисунок 8.41) ключи $SA1$, $SA4$ и $SA5$, $SA8$ замкнуты, а ключи $SA3$, $SA2$ и $SA7$, $SA6$ разомкнуты, «летающий» конденсатор $C4$ подзаряжается до напряжения практически равного $U_{\text{вх}}$, а летающий конденсатор $C2$, включенный последовательно со входным напряжением, разряжается на выходной конденсатор $C3$, параллельно которому включена нагрузка $R_{\text{н}}$.

Цепи, по которым протекают токи, формирующие выходное напряжение, на рисунке 8.40 и рисунке 8.41, показаны штриховой линией.

Следовательно, в первом такте работы преобразователя летающий конденсатор $C2$ подзаряжается до напряжения $U_{\text{вх}}$, а летающий конденсатор $C4$ разряжается на нагрузку. Во втором такте работы преобразователя конденсатор $C4$ подзаряжается до напряжения $U_{\text{вх}}$, а конденсатор $C2$ разряжается на нагрузку. Таким образом передача энергии в нагрузку проходит непрерывно, а значит $U_{\text{вых}} = 2 \cdot U_{\text{вх}} = const$ и размах пульсаций $\Delta U_{\text{вых}}$ выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ практически равен нулю.

Стабилизация выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ в DC/DC преобразователях реализуется четырьмя алгоритмами: изменением способа коммутации, преобразованием с пропуском импульсов, преобразованием с постоянной частотой и применением комбинированного алгоритма управления, представляющего собой сочетание алгоритмов управления с пропуском импульсов и преобразования с постоянной частотой.

8.6. Контрольные вопросы

1. Как классифицируют DC/DC преобразователи?
2. В чем состоит принципиальное различие DC/DC преобразователей без гальванической связи входа и выхода и DC/DC преобразователей с гальванической связью входа и выхода?
3. В чем состоит схемотехническая особенность прямоходовых DC/DC преобразователей?
4. В чем состоит схемотехническая особенность обратноходовых DC/DC преобразователей?
5. Нарисуйте структурную схему преобразователя постоянного тока с гальванической развязкой входных и выходных цепей.
6. Осуществляется ли гальваническая развязка входных и выходных цепей в DC/DC преобразователях?
7. Как классифицируются преобразователи постоянного тока?
8. Нарисуйте схему и расскажите принцип действия прямоходовых преобразователей постоянного тока.
9. Нарисуйте схему и расскажите принцип действия обратноходовых преобразователей постоянного тока.
10. Какую роль выполняют транзисторы в преобразователях постоянного тока?
11. Что такое компенсационный стабилизатор напряжения постоянного тока с импульсным регулированием?
12. Нарисуйте три схемы построения силовой части КСН с ИР.
13. Нарисуйте схему силовой части КСН с ИР понижающего типа и объясните принцип его работы.
14. Нарисуйте схему силовой части КСН с ИР повышающего типа и объясните принцип его работы.
15. Нарисуйте схему силовой части КСН с ИР полярно-инвертирующего типа и объясните принцип его работы.
16. Поясните схемотехнику и принцип действия КСН с ИР, построенном по схеме понижающего типа с регулирующим транзистором, работающем в режиме двухпозиционной модуляции.
17. Реализована ли в КСН с ИР гальваническая развязка входных и выходных цепей?
18. В каких единицах измеряется выходная мощность преобразователи постоянного тока?

19. Перечислите микросхемы, которые могут работать как в режиме понижения напряжения, так и в режиме повышения напряжения.
20. В чем особенность построения DC/DC преобразователей по топологии с накачкой заряда?
21. В чем особенность построения DC/DC преобразователей по топологии SEPIC?
22. В каких практически важных применениях необходимо иметь DC/DC преобразователь, формирующий на выходе напряжение как большее входного, так и меньшее входного?
23. В чем состоит схемотехническое различие топологии SEPIC и топологии КСН с ИР, силовая часть которого построена по схеме повышающего типа?
24. В чем состоит схемотехническая особенность построения DC/DC преобразователей по топологии Zeta?
25. В чем состоит схемотехническая особенность построения DC/DC преобразователей по топологии Cuck?
26. Найдите в научной и/или методической литературе, или в информационно-телекоммуникационной сети Internet 10…15 типов интегральных микросхем различных производителей электронных компонент, реализующих преобразователи постоянного тока?
27. Нарисуйте схему DC/DC преобразователя, формирующего из униполярного напряжения постоянного тока в биполярное.

ГЛАВА 9.
СЕТЕВОЙ БЕСТРАНСФОРМАТОРНЫЙ ИСТОЧНИК ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

9.1. Принципиальная электрическая схема современного источника электропитания радиотехнического устройства

В данном разделе рассмотрена принципиальная электрическая схема современного источника электропитания радиотехнического устройства, использующего энергию сети переменного тока.

Надо отметить, что цифровая и микропроцессорная техника предъявляет достаточно умеренные требования по качеству электропитания. В то время, как аналоговые устройства (датчики, прецизионные усилители) обычно требуют высокой стабильности питающего напряжения, низкого уровня пульсаций и помех.

На рисунке 9.1 показана принципиальная электрическая схема ИЭП, использующего энергию сети переменного тока напряжением u_c равным 220 В и частотой f_c равной 50 Гц и формирующего четыре стабилизированных выходных напряжений постоянного тока для питания нагрузок $R_{н\,1}$, $R_{н\,2}$, $R_{н\,3}$ и $R_{н\,4}$.

Рассматриваемая схема реализует бестрансформаторный вариант ИЭП, то есть у него на входе отсутствует сетевой трансформатор, работающий на частоте питающей сети f_c.

В таких ИЭП происходит двойное преобразование частоты.

Мостовой выпрямитель $VD1 \ldots VD4$ вместе с низкочастотным сглаживающим фильтром, реализованном на конденсаторе $C1$, преобразует энергию переменного тока с частотой f_c равной 50 Гц в энергию постоянного тока (частота равна нулю).

Инвертор с насыщающимся сетевым трансформатором $T1$, построенный на транзисторах $VT1$ и $VT2$, преобразует энергию постоянного тока в энергию переменного тока высокой частоты ($f_п$ ~500 кГц).

Трансформатор $T1$ осуществляет гальваническую развязку входной и выходной цепей.

Токоограничивающий резистор $R1$, сопротивление которого равно ~1 Ом, шунтирован тринистором $VS1$ и включен между сетевым выпрямителем $VD1 \ldots VD4$ и низкочастотным емкостным сглаживающим фильтром, реализованном на конденсаторе $C1$.

Токоограничивающий резистор $R1$ необходим при включении ИЭП.

Дело в том, что при включении ИЭП тринистор $VS1$ закрыт, а конденсатор $C1$ разряжен и его сопротивление для изменяющегося тока практически равно нулю. При отсутствии токоограничивающего резистора $R1$ по цепи (диод мостового выпрямителя $VD1 \ldots VD4$) → (конденсатор $C1$) → (диод мостового выпрямителя $VD1 \ldots VD4$) протекает очень большой ток. Фактически это ток короткого замыкания названной входной цепи. Его часто еще называют сквозным током.

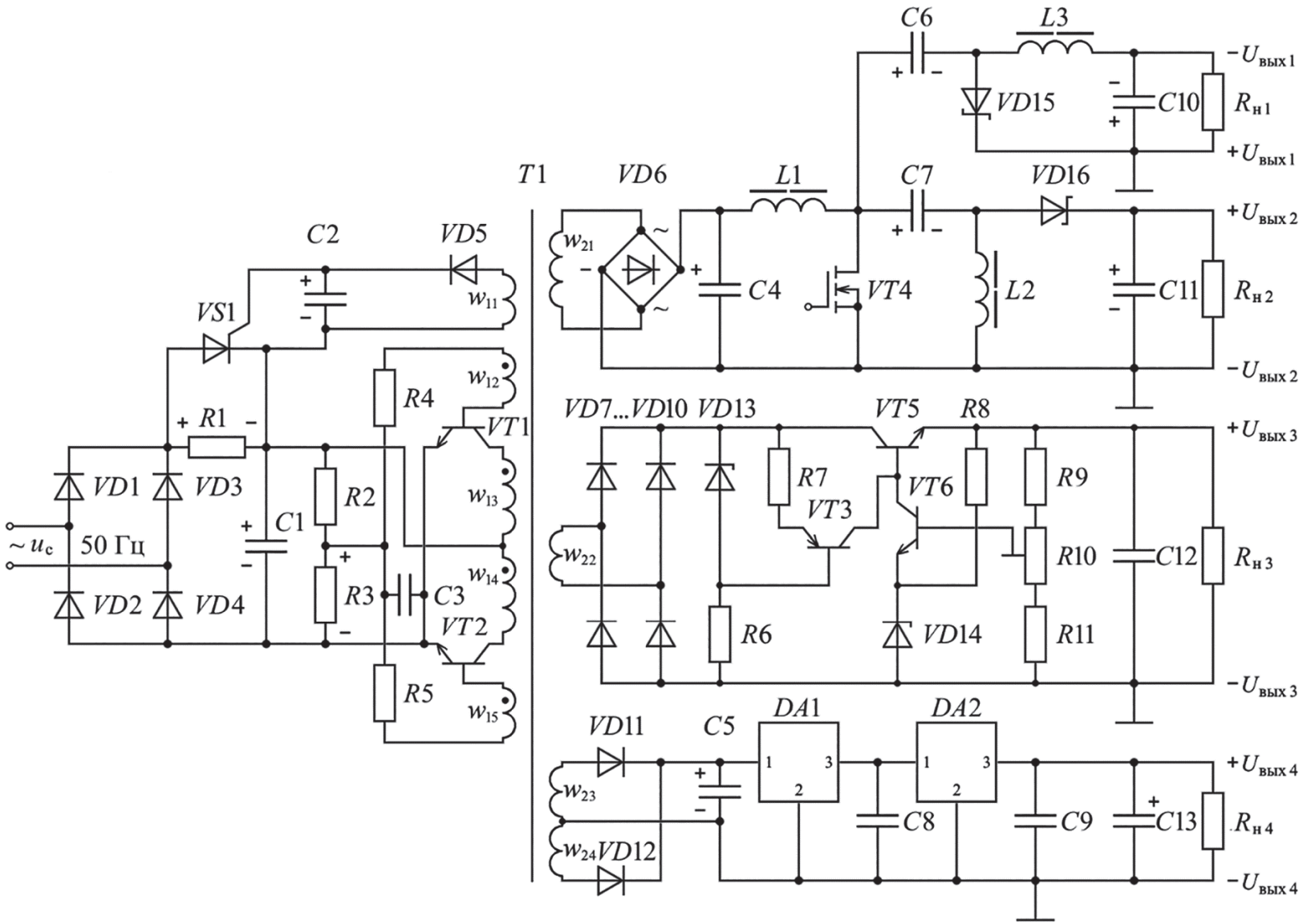


Рисунок 9.1 – Принципиальная электрическая схема современного бестрансформаторного четырехканального ИЭП, использующего энергию промышленной сети переменного тока

Амплитуда сквозного тока на один-два порядка превышает номинальный ток. Но ведь количество тепла, рассеиваемое на выпрямительных диодах, определяется законом Джоуля – Ленца и пропорционально квадрату протекающего тока. Поэтому, хотя время протекания через выпрямительные диоды $VD1 \ldots VD4$ «сквозного» тока мало, но количество выделяемой энергии велико. Это может привести к безвозвратному выходу соответствующих диодов из строя (тепловому пробою диода).

Дело в том, что при включении ИЭП тринистор $VS1$ закрыт, а конденсатор $C1$ разряжен и его сопротивление для изменяющегося тока практически равно нулю. При отсутствии токоограничивающего резистора $R1$ по цепи (диод мостового выпрямителя $VD1 \ldots VD4$) → (конденсатор $C1$) → (диод мостового выпрямителя $VD1 \ldots VD4$) протекает очень большой ток. Фактически это ток короткого замыкания названной входной цепи. Его часто еще называют сквозным током.

Амплитуда сквозного тока на один-два порядка превышает номинальный ток. Но ведь количество тепла, рассеиваемое на выпрямительных диодах, определяется законом Джоуля – Ленца и пропорционально квадрату протекающего тока. Поэтому, хотя время протекания через выпрямительные диоды $VD1 \ldots VD4$ «сквозного» тока мало, но количество выделяемой энергии велико. Это может привести к безвозвратному выходу соответствующих диодов из строя (тепловому пробою диода).

При включении токоограничивающего резистора $R1$ в цепь (диод мостового выпрямителя $VD1 \ldots VD4$) → (токоограничивающий резистор $R1$) → (конденсатор $C1$) → (диод мостового выпрямителя $VD1 \ldots VD4$) протекает ток, величина которого, в основном, определяется сопротивлением токоограничивающего резистора $R1$ и значительно меньше «сквозного» тока.

По мере зарядки конденсатора $C1$ с помощью резистивной запускающей цепочки $R2R3$ включается инвертор с насыщающимся сетевым трансформатором $T1$ (генератор Ройера). Основные $w13$ и $w14$ и базовые $w12$ и $w15$ обмотки трансформатора $T1$ включены согласно. Это на рисунке 9.1 отмечено точкой у начала каждой обмотки. Резисторы $R4$ и $R5$ включены в базовые обмотки силовых транзисторов $VT1$ и $VT2$ и задают положение рабочей точки соответствующего транзистора.

Конденсатор $C3$ предназначен для формирования с помощью базовых обмоток трансформатора $T1$ входного напряжения база-эмиттер силовых транзисторов $VT1$ и $VT2$, работающих в ключевом режиме.

Дополнительная обмотка $w11$ трансформатора $T1$, питающая однополупериодный выпрямитель на диоде $VD5$ со сглаживающем емкостным фильтром (конденсатор $C2$), формирует управляющее напряжение для тринистора $VS1$, приложенное между его управляющим электродом и катодом. После зарядки конденсаторов $C1$ и $C2$ тринистор $VS1$ открывается и шунтирует токоограничивающий резистор $R1$.

У трансформатора $T1$ имеются еще четыре вторичные обмотки $w21$, $w22$, $w23$ и $w24$, питающие соответствующие цепи.

Вторичная обмотка *w*21 питает мостовой выпрямитель для первых двух каналов, построенный на выпрямительном блоке $VD6$, у которого использован емкостной сглаживающего фильтр $C4$.

Эти два канала предназначены для формирования из входного однополярного напряжения выходного биполярного напряжения $U_{\text{вых }1}$ $U_{\text{вых }2}$ постоянного тока на нагрузках $R_{\text{н }1}$ и $R_{\text{н }2}$, соответственно. Схемотехнически это решено комбинацией двух однополярных DC/DC преобразователей: неинвертирующего, построенного по топологии SEPIC, и инвертирующего, построенного по топологии Cuck, и одновременно использующих одну и ту же входную секцию, идентичную топологии повышающего DC/DC преобразователя.

При этом применена асинхронная топология конверторов, то есть использован один активный (транзистор) и один пассивный (диод) ключевой элемент.

Для упрощения понимания схемотехники преобразователя на рисунке 9.1 блок управления силовым транзистором $VT4$ не показан.

Входная секция конвертора SEPIC/Cuck является общей и выполнена по схеме повышающего DC/DC преобразователя на базе входного дросселя $L1$ и транзистора $VT4$.

Выходные секции конвертора различны для отрицательного $U_{\text{вых }1}$ и положительного $U_{\text{вых }2}$ выходов и отделены от входной секции разделительными конденсаторами $C6$ и $C7$.

Выходная секция отрицательного выходного напряжения $U_{\text{вых }1}$ на сопротивлении нагрузки $R_{\text{н }1}$ выполнена на электрорадиоэлементах $L3$, $C10$ и $VD15$ по топологии Cuck, а выходная секция положительного выходного напряжения $U_{\text{вых }2}$ на сопротивлении нагрузки $R_{\text{н }2}$ выполнена на ЭРЭ $L2$, $C11$ и $VD16$ по топологии SEPIC.

При рассмотрении схемотехники асинхронных конверторов с биполярным выходом, как и униполярных DC/DC преобразователей, анализируют две фазы их работы, определяемые проводимостью силового транзистора $VT4$.

Первая фаза соответствует интервалу времени, когда силовой транзистор $VT4$ полностью открыт и происходит накопление энергии в дросселях (фаза накопления энергии дросселями).

Вторая фаза соответствует интервалу времени, когда силовой транзистор $VT4$ разомкнут и происходит разрядка дросселей (фаза передачи энергии).

В первой фазе работы преобразователя (при полностью открытом силовом транзисторе $VT4$) ток протекает по цепи: $(+\text{выпрямителя}\, VD6) \rightarrow L1 \rightarrow VT4 \rightarrow (-\text{выпрямителя}\, VD6)$. Диоды $VD15$ и $VD16$ обратно смещены.

В это время разделительный конденсатор $C6$ разряжается по цепи: $(+C6) \rightarrow$ "земля" $\rightarrow C10 \text{II} R_{\text{н }1} \rightarrow L3 \rightarrow (-C6)$. На нагрузке $R_{\text{н }1}$ формируется отрицательное выходное напряжение $U_{\text{вых }1}$.

А разделительный конденсатор $C7$ разряжается по цепи: $(+C7) \rightarrow L2 \rightarrow (-C7)$. При этом конденсатор $C11$ формирует положительное выходное напряжение $U_{\text{вых }2}$ на нагрузке $R_{\text{н }2}$.

Таким образом, в первой фазе работы преобразователя в дросселях $L2$, и $L3$ и конденсаторах $C10$ и $C11$ происходит накопление энергии, а разделительные конденсаторы $C6$ и $C7$ разряжаются.

Во второй фазе работы преобразователя (при выключенном силовом транзисторе $VT4$) диоды $VD15$ и $VD16$ прямо смещены и на дросселях $L2$ и $L3$ изменяется полярность ЭДС.

Разделительные конденсаторы $C6$ и $C7$ заряжаются по следующим цепям.

Цепь заряда разделительного конденсатора $C6$ (отрицательный канал, формирующий выходное напряжение $U_{\text{вых }1}$): $(+\text{выпрямителя } VD6) \rightarrow L1 \rightarrow C6 \rightarrow VD15 \rightarrow$ «земля» $\rightarrow (-\text{выпрямителя } VD6)$.

Цепь заряда разделительного конденсатора $C7$ (положительный канал, формирующий выходное напряжение $U_{\text{вых }2}$): $(+\text{выпрямителя } VD6) \rightarrow L1 \rightarrow C7 \rightarrow VD16 \rightarrow C11 \text{II} R_{\text{н }2} \rightarrow (-\text{выпрямителя } VD6)$.

Одновременно происходит разряд дросселей $L3$ и $L2$ по цепям: $(+L3) \rightarrow VD15 \rightarrow C10 \text{II} R_{\text{н }1} \rightarrow (-L3)$ и $(+L2) \rightarrow VD16 \rightarrow C11 \text{II} R_{\text{н }2} \rightarrow (-L2)$, соответственно.

Для формирования выходного стабилизированного напряжения $U_{\text{вых }3}$ треьего канала (нагрузка $R_{\text{н }3}$) использована вторичная обмотка *w*22 трансформатора $T1$ и мостовой выпрямитель $VD7$ ... $VD10$.

Затем выпрямленное напряжение подается на КСН с НР (линейный стабилизатор напряжения), построенный по традиционной схеме: силовой транзистор $VT5$, усилительный транзистор $VT6$, параметрический стабилизатор тока $VD13\ R6\ R7\ VT3$, параметрический стабилизатор напряжения $R8\ VD14$, делитель выходного напряжения $R9\ R10\ R11$ и выходной сглаживающий фильтр $C12$. (Для правильного понимания надо ответить на первый контрольный вопрос: «Нужно ли включить сглаживающий фильтр после мостового выпрямителя $VD7$ ... $VD10$?».)

Две вторичные обмотки *w*23 и *w*24 трансформатора $T1$ образуют одну, от середины которой сделан отвод, то есть они (обмотки *w*23 и *w*24) фактически формируют дифференциальный трансформатор. В четвертом канале реализован выпрямитель на диодах $VD11$ и $VD12$, построенный по схеме со средней точкой, а для сглаживания выпрямленного напряжения использован емкостной сглаживающий фильтр $C5$. Стабилизация выходного напряжения $U_{\text{вых }4}$ постоянного тока для питания нагрузки $R_{\text{н }4}$ выполнена последовательно включенными импульсным стабилизатором напряжения (интегральная микросхема $DA1$) и линейным стабилизатором напряжения (интегральная микросхема $DA2$). Линейный стабилизатор напряжения $DA2$ используется как для стабилизации выходного напряжения, так и для подавления пульсаций импульсного стабилизатора напряжения $DA1$, выполняя функцию активного сглаживающего фильтра. Микросхемы $DA1$ и $DA2$ включены по типовым схемам трехвыводных микросхем, рекомендованных производителем. А электролитический конденсатор $C13$ необходим как выходной сглаживающий фильтр.

9.2. Контрольные вопросы

1. Нужно ли включить сглаживающий фильтр после мостового выпрямителя $VD7$ ... $VD10$?
2. Почему в современных устройствах электропитания отсутствует на входе трансформатор, называемый сетевым?
3. Как в современных устройствах электропитания выполняется гальваническая развязка входа и выхода?
4. Какие выпрямительные устройства реализованы в электрической схеме современного электропреобразовательного устройства, показанного на рисунке 9.1?
5. Что означает термин «инвертор с насыщающимся трансформатором»?
6. Какую роль выполняет резистор $R1$ устройства электропитания, схема которого показана на рисунке 9.1?
7. Зачем выполнено шунтирование тринистором $VS1$ токоограничивающего резистора $R1$?
8. Когда откроется тринистор $VS1$?
9. В каком режиме работают силовые транзисторы $VT1$ и $VT2$?
10. По какой схеме построен инвертор?
11. Почему характер включения (согласное включение) обмоток трансформатора указан только для его основных и базовых обмоток?
12. Какую роль выполняет линейный стабилизатор напряжения $DA2$?
13. Какую роль выполняет импульсный стабилизатор напряжения $DA1$?
14. Имеется ли в рассматриваемой схеме ИЭП параметрический стабилизатор тока?
15. Можно ли регулировать величину выходного напряжения $U_{\text{вых 3}}$ на нагрузке $R_{\text{н 3}}$?
16. Имеется ли в рассматриваемой схеме ИЭП параметрический стабилизатор напряжения?
17. В чем состоит принцип работы импульсного стабилизатора напряжения?
18. В чем состоит принцип работы линейного стабилизатора напряжения?
19. Какую роль в рассматриваемой схеме ИЭП выполняет линейный стабилизатор напряжения?
20. В каком режиме работает силовой транзистор $VT5$?
21. Что является датчиком выходного напряжения КСН с НР третьего канала?
22. Почему в четвертом канале реализована такая последовательность: импульсный стабилизатор напряжения (микросхема *DA*1) и линейный стабилизатор напряжения (микросхема *DA*2), а не наоборот?
23. Какую функцию выполняет линейный стабилизатор напряжения $DA2$ в схеме ИЭП, приведенной на рисунке 9.1?

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Современные наукоемкие физико-технические интеллектуальные устройства и системы являются составной частью сложных комплексов, как со схемотехнической, так и с физической точки зрения, применяемых в различных областях техники, производства, медицины и образования. Для их нормальной работы требуются, как правило, специализированные источники электропитания.

Характерной чертой построения самих ИЭП является высокая плотность монтажа их печатных плат при предельно допустимых электрических, тепловых и механических условиях эксплуатации. Поэтому к технологии изготовления и обеспечения высокой надежности ИЭП на всех этапах их жизненного цикла предъявляются жесткие требования.

Улучшение энергетических и эксплуатационных параметров ИЭП достигается благодаря использованию современной электронной компонентной базы, применению эффективных схемотехнических методов проектирования и моделирования, численному решению уравнений, описывающих процессы в ИЭП в реальном масштабе времени. Схемотехническое моделирование позволяет изучить коммутационные процессы работы соответствующих преобразователей, минимизировать потери и тепловыделения, обеспечить большой КПД, оптимизировать частоту переключения.

Надо особо отметить и тот факт, что значимость названных тенденций существенно возросла в последние десять лет, которые характеризуются бурным развитием и внедрением информационных технологий и цифровых методов обработки радиосигналов.

По этой причине в настоящее время сложилась парадоксальная ситуация, при которой даже высококвалифицированные разработчики радиотехнической аппаратуры оказались весьма далекими от аналоговой схемотехники. А ведь именно аналоговый сигнал является первичным носителем информации.

Все это показывает, что проблема построения современных и эффективных источников электропитания технических и наукоемких устройств, систем и комплексов актуальна и, несомненно, имеет важное практическое значение. А сами ИЭП по-прежнему в значительной степени определяют, как облик, так и тактико-технические характеристики соответствующих систем и комплексов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Billings K., Morey T. Switchmode Power Supply Handbook. 3-rd Edition / New York: McGraw-Hill, 2011.
2. Designing a Boost-Buck (Ĉuk) Converter with the HV9930/AT9933 // Supertex Inc. AN-H51, 1–15 pp. http://supertex-i.ru/doc/AT9933.pdf
3. Ferrera M.B., Litrán Salvador P., Duran E., Marquez Jose Manuel Andujar. A SEPIC-Cuk Converter Combination for Bipolar DC Microgrid Applications // Conference: March 2015, IEEE International Conference on Industrial Technology At: Seville Volume: Proceedings of the 2015 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT). P. 884–889.
4. Maniktala S. Switching Power Supplies A to Z / Amsterdam: Elsevier, 2006. – 503 pp.
5. Plasoianu Gheorghe. SEPIC/Ćuk converter sprouts second output // EDN Notes. May 1. 2017. https://www.edn.com/sepic-cuk-converter-sprouts-second-output/
6. Pressman A.I., Billings K., Morey T. Switching Power Supply Design. 3-rd Edition / New York: McGraw-Hill, 2009. – 841 pp.
7. Алехин В. А. ORCAD 17.2. Анализ и проектирование электронных устройств. Учебное пособие. – М.: Горячая линия-Телеком, 2019. – 328 с.
8. Алехин В. А. Электроника: теория и практика. Моделирование в среде TINA-8. Учебное пособие. – М.: Горячая линия-Телеком, 2017. – 307 с.
9. Алехин В. А. Электротехника: теория и практика. Моделирование в среде TINA-8. Учебное пособие. – М.: Горячая линия-Телеком, 2017. – 307 с.
10. Артамонов Б. И., Бокуняев А. А. Источники электропитания радиоустройств. Учебник. – М.: Энергоиздат. 1982. – 296 с.
11. Бабенко В. П., Битюков В. К. Высокоэффективный повышающе-понижающий DC/DC преобразователь ZETA/Cuk с симметрично-разнополярным выходным напряжением. Часть 1 // Проектирование и технология электронных средств. 2021. № 2. С. 27–33.
12. Бабенко В. П., Битюков В. К. Высокоэффективный повышающе-понижающий DC/DC преобразователь ZETA/Cuk с симметрично-разнополярным выходным напряжением. Часть 2 // Проектирование и технология электронных средств. 2021. № 3. С. 23–30.
13. Бабенко В. П., Битюков В. К. Активный выпрямитель с малыми потерями // Микроэлектроника. 2022. Т. 51. № 5. С. 369–376.
14. Бабенко В. П., Битюков В. К. Защита аппаратуры с батарейным питанием от ошибочного подключения напряжения обратной полярности // Russian Technological Journal. 2022. Т. 10. № 6. С. 52–59.
15. Бабенко В. П., Битюков В. К. Имитационное моделирование процессов переключения силовых полевых транзисторов в программе Electronics Workbench // Радиотехника и электроника. 2019. Т. 64. № 2. С. 199–205.

16. Бабенко В. П., Битюков В. К. Методические особенности компьютерного моделирования ШИМ-контроллеров // Учебный эксперимент в образовании. 2014. № 2 (74). С. 60–74.
17. Бабенко В. П., Битюков В. К. Многоканальная система батарейного электропитания с временны́м разделением каналов преобразования // Радиотехника и электроника. 2022. Т. 67. № 7. С. 704–714.
18. Бабенко В. П., Битюков В. К. Топология безындуктивных DC/DC преобразователей с гальваническим разделением цепей // Российский технологический журнал. 2021. Т. 9. № 2. С. 66–77
19. Бабенко В. П., Битюков В. К. Энергетическая эффективность зарядового насоса // Радиотехника и электроника. 2021. Т. 66. № 9. С. 907–918.
20. Бабенко В. П., Битюков В. К. Энергетические и шумовые характеристики конверторного преобразователя SEPIC/CUCK с биполярным выходом // Микроэлектроника. 2021. Т. 50. № 5. С. 394–400.
21. Бабенко В. П., Битюков В. К. Энергетические и шумовые характеристики повышающе-понижающего преобразователя SEPIC с униполярным и биполярным выходом // Российский технологический журнал. 2021. Т. 9. № 4. С. 9–19.
22. Бабенко В. П., Битюков В. К., Кузнецов В. В., Симачков Д. С. Моделирование статических и динамических потерь в MOSFET-ключах // Российский технологический журнал. 2018. Т. 6. № 1 (21). С. 20–39.
23. Бабенко В. П., Битюков В. К., Симачков Д. С. Понижающе-повышающий DC/DC преобразователь с единственной индуктивностью // Микроэлектроника. 2022. Т. 51. № 1. С. 60–70.
24. 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.
25. 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.
26. Башкиров А. В., Скитский Я. В., Веретенников Н. Ю. Измерение высокочастотных потерь в магнитных обмотках понижающего преобразователя // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2023. Т. 19. № 2. С. 119–123.
27. Белоус А. И., Емельянов В. А. Основы схемотехники микроэлектронных устройств. – М.: Техносфера, 2012. – 472 с.
28. Беркович Е. И., Ковалев В. Н., Ковалев Ф. И. и др. Полупроводниковые выпрямители // Под ред. Ф. И. Ковалева и Г. П. Мостковой. 2-е изд., перераб. – М.: Энергия, 1978. – 448 с.
29. Битюков В. К., Иванов А. А., Миронов А. В., Михневич Н. Г., Перфильев В. С., Петров В. А. Исследование характеристик микросхем источников вторичного электропитания с накачкой заряда // Радиотехника. 2017. № 2. С. 126–134.
30. 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.

31. Битюков В. К., Иванов А. А., Михневич Н. Г., Петров В.А. Измерение коэффициента подавления пульсаций линейными стабилизаторами напряжения // Измерительная техника. 2016. № 11. С. 52–56.
32. Битюков В. К., Лавренов А. И., Малицкий Д. А., Симачков Д. С. Электропреобразовательные устройства. Учебное пособие. – М.: МИРЭА-Российский технологический университет, 2022. – 284 с.
33. Битюков В. К., Миронов А. В., Михневич Н. Г., Петров В. А. Экспериментальное исследование стабилизированных источников вторичного электропитания // Учебный эксперимент в образовании. 2014. № 1 (73). С. 68–82.
34. Битюков В. К., Симачков Д. С. Методические особенности построения управляемых выпрямителей с вольтодобавкой // Учебный эксперимент в образовании. 2014. №1(69). С. 64–79.
35. Битюков В. К., Симачков Д. С., Бабенко В. П. Источники вторичного электропитания. Учебник. – 5-е изд., перераб. и доп. – Москва ; Вологда : Инфра-Инженерия, 2024. – 376 с.
36. Борисов Ю. И., Сигов А. С., Нефедов В. И., Битюков В. К. Метрология, стандартизация и сертификация. Учебное пособие. – М.: Форум, 2009. – 328 с.
37. Брысин А. Н., Микаева С. А. Промышленная электроника. Аналоговые электронные устройства, используемые в элементах автоматики. Учебное пособие. – Москва ; Вологда : Инфра-Инженерия, 2023. – 272 с.
38. Бушуев В. М., Деминский В. А., Захаров Л. Ф., Козляев Ю. Д., Колканов М. Ф. Электропитание устройств и систем телекоммуникаций. Учебное пособие. – М.: Горячая линия-Телеком. 2011. – 384 с.
39. Веретенников Н. Ю., Денисов О. Ю., Башкиров А. В., Макаров О. Ю. Улучшение конструктивных и энергетических параметров импульсных источников питания путем оптимизации высокочастотных потерь в обмотках магнитных компонентов // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2022. Т. 18. № 3. С. 100–105.
40. Власов А. Б. Электроника. Элементы электронных схем. – Вологда: Инфра-Инженерия, 2023. – 196 с.
41. Все отечественные микросхемы. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Издательский дом «ДОДЭКА-XXI», 2004. – 400 с.
42. Гейтенко Е. Н. Источники вторичного электропитания. Учебное пособие. – М.: СОЛОН-ПРЕСС. 2008. – 449 с.
43. Зиновьев Г. С. Силовая электроника. Учебное пособие. – М.: Юрайт. 2014. – 667 с.
44. Гусев В. Г., Гусев Ю. М. Электроника и микропроцессорная техника. Учебник. 4-е изд., доп. – М.: Высшая школа. – 799 с.
45. Интегральные микросхемы: Микросхемы для импульсных источников питания и их применение. Издание 2-е. – М.: ДОДЭКА, 2000. – 608 с.
46. Интегральные микросхемы: Микросхемы для линейных источников питания и их применение. Издание второе, исправленное и дополненное. – М.: ДОДЭКА, 1998. – 400 с.

47. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры. Справочник / Г. С. Найвельт, К. Б. Мазель, Ч. И. Хусаинов и др.; Под редакцией Г. С. Найвельта. – М.: Радио и связь, 1986. – 576 с.
48. Каганов В. И., Битюков В. К. Основы радиоэлектроники и связи. Учебное пособие. – М.: Горячая линия-Телеком, 2012. – 542 с.
49. Калугин Н. Г. Электропитание устройств и систем телекоммуникаций: Учебник. – М.: Издательский центр «Академия». 2011. – 192 с.
50. Костенко С. Эволюция обратноходовых импульсных ИП // Радио. 2002. № 8. С. 32–34.
51. Ладенко Н. В. Выпрямительные устройства в силовой электронике. – Москва ; Вологда : Инфра-Инженерия, 2019. – 168 с.
52. Лялин Д. О., Алперин Е. Д. Разработка функциональных блоков для линейного стабилизатора напряжения // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2022. Т. 18. № 2. С. 66–71.
53. Макаренко В. О. применении связанных катушек индуктивности в DC/DC-преобразователях. Часть 1. // Электронные компоненты и системы. 2013. № 8. С. 24–29.
54. Мелешин В. И. Транзисторная преобразовательная техника. – М.: Техносфера, 2004. – 632 с.
55. Микаева С. А., Брысин А. Н., Журавлева Ю. А. Электроника и схемотехника. Учебное пособие. – Москва ; Вологда : Инфра-Инженерия, 2023. – 184 с.
56. Микаева С. А., Микаева А. С. Промышленная электроника. Актуальные электронные приборы, устройства, установки и системы. – М.: РУСАЙНС, 2020. – 172 с.
57. Микаева С. А., Микаева А. С. Промышленная электроника. Расчетные и экспериментальные исследования, разработки, конструкции и технологии производства электронных приборов. – М.: РУСАЙНС, 2021. – 197 с.
58. Микаева С. А., Микаева А. С. Современные электронные системы и устройства. – М.: РУСАЙНС, 2019. 186 с.
59. Микушин А. В. Схемотехника современных телекоммуникационных устройств: Учебное пособие. – СПб.: Лань. 2023. – 256 с.
60. Москатов Е. А. Источники питания. – СПб.: КОРОНА-ВЕК, 2011. – 208 с.
61. Москатов Е. А. Силовая электроника. Теория и конструирование. – Москва ; Вологда : Инфра-Инженерия, 2023. – 344 с.
62. Мукосеев В. В., Сидоров И. Н. Маркировка и обозначение радиоэлементов: справочник. – М.: Горячая линия-Телеком, 2001. – 348 с.
63. Муромцев Д. Ю., Тюрин И. В., Белоусов О. А. Конструирование узлов и устройств электронных средств: учебное пособие. – Ростов н/Д: Феникс, 2013. – 540 с.
64. Никифоров И. К. Электронная аппаратура. Диоды и тиристоры, их особенности и применение. Оптоэлектронные приборы. – Москва ; Вологда : Инфра-Инженерия, 2023. – 800 с.
65. Никифоров И. К. Электронная аппаратура. Транзисторные биполярные и полевые структуры. – Москва ; Вологда : Инфра-Инженерия, 2023. – 480 с.

66. Опадчий Ю. Ф., Глудкин О. П., Гуров А. И. Аналоговая и цифровая электроника (полный курс): Учебник. Под ред. О. П. Глудкина. – М.: Горячая линия-Телеком. 2007. – 768 с.
67. Остапенкова О. В. Расчет источников вторичного питания электронных устройств. Учебное пособие. – М.: Форум. 2017. – 96 с.
68. Ромащенко М. А., Гудков А. В. Современные подходы к диагностике и ремонту маломощных импульсных источников питания // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2021. Т. 17. № 6. С. 81–86.
69. Семенов Б. Ю. Силовая электроника: от простого к сложному. – М.: СОЛОН-Пресс, 2004. – 416 с.
70. Семенов Б. Ю. Силовая электроника: профессиональные решения. – М.: СОЛОН-ПРЕСС. 2011. – 416 с.
71. Ситников А. В., Ситников И. А. Электротехнические основы источников питания: Учебник. – М.: Курс. 2017. – 240 с.
72. Тепляков А. П., Битюков В. К. Схемотехника электронных устройств. Учебное пособие. – М.: РТУ МИРЭА. 2021. – 187 с.
73. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: в 2 т. : пер. с нем. – Т. 1. – М.: Додэка-XXI, 2008. – 832 с.
74. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: в 2 т. : пер. с нем. – Т. 2. – М.: Додэка-XXI, 2008. – 942 с.
75. Травин Г. А. Основы схемотехники телекоммуникационных устройств: Учебное пособие. – СПб.: Лань. 2022. – 216 с.
76. Электропитание устройств связи. Учебник / А. А. Бокуняев, В. М. Бушуев, А. С. Жерненко и др.; Под ред. Ю. Д. Козляева. – М.: Радио и связь, 1998. – 328 с.
77. Яблоков Д. Современные микропотребляющие DC/DC-преобразователи с накачкой заряда для приборов с батарейным питанием // Компоненты и технологии. 2005. № 2. С. 96–99.

Учебное издание

Владимир Ксенофонтович Битюков
Денис Сергеевич Симачков
Валерий Павлович Бабенко

ФИЗИКА И СХЕМОТЕХНИКА ИСТОЧНИКОВ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ

Учебник

ISBN 978-5-9729-2033-4



Подписано в печать 29.03.2024
Формат 60×84/16. Бумага офсетная.
Гарнитура «Таймс».

Издательство «Инфра-Инженерия»
160011, г. Вологда, ул. Козленская, д. 63
Тел.: 8 (800) 250-66-01
E-mail: booking@infra-e.ru
https://infra-e.ru

Издательство приглашает
к сотрудничеству авторов
научно-технической литературы