

О. А. БЕЛОУСОВ, Д. Ю. МУРОМЦЕВ

# ЭЛЕКТРОПИТАНИЕ СИСТЕМ РАДИОСВЯЗИ



Тамбов

◆ Издательство ФГБОУ ВО «ТГТУ» ◆

2016

Министерство образования и науки Российской Федерации  
Федеральное государственное бюджетное образовательное  
учреждение высшего образования  
«Тамбовский государственный технический университет»

**О. А. БЕЛОУСОВ, Д. Ю. МУРОМЦЕВ**

# **ЭЛЕКТРОПИТАНИЕ СИСТЕМ РАДИОСВЯЗИ**

Рекомендовано Учебно-методическим объединением по образованию  
в области радиотехники, электроники, биомедицинской техники  
и автоматизации в качестве учебного пособия  
для студентов, обучающихся по направлению  
«Конструирование и технология электронных средств»



---

Тамбов  
◆Издательство ФГБОУ ВО «ТГТУ»◆  
2016

УДК 621.311.6 621.396.6  
ББК 31.264.5  
Б43

Рецензенты:

Доктор технических наук, профессор начальник кафедры  
управления воинскими частями связи и технического  
обеспечения авиации ВУНЦ ВВС «ВВА»

*П. А. Федюнин*

Кандидат технических наук, доцент кафедры «Радиотехника»  
ФГБОУ ВПО «ТГТУ»

*Н. А. Кольтюков*

**Белоусов, О. А.**

Б43 Электропитание систем радиосвязи: учебное пособие /  
О. А. Белоусов, Д. Ю. Муромцев. – Тамбов : Изд-во ФГБОУ ВО  
«ТГТУ», 2016. – 84 с. – 100 экз.  
ISBN 978-5-8265-1533-4.

Рассмотрены вопросы организации электроснабжения предприятий связи и его резервирования, приведены основные сведения по элементной базе устройств электропитания с учётом современных тенденций её развития, принципы управления и физическим процессам в современных высокочастотных устройствах преобразования электрической энергии, а также принципы построения и основные характеристики как самих цифровых преобразовательных устройств, так и систем электропитания телекоммуникационной аппаратуры.

Предназначено для студентов, обучающихся по направлениям 210200 «Проектирование и технология РЭС», 11.03.03 «Конструирование и технология электронных средств», 11.03.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи».

УДК 621.311.6 621.396.6  
ББК 31.264.5

**ISBN 978-5-8265-1533-4**

© Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Тамбовский государственный технический университет» (ФГБОУ ВО «ТГТУ»), 2016

## ВВЕДЕНИЕ

Развитие систем радиосвязи и применение цифровых методов обработки информации, а также увеличивающийся объём обрабатываемой информации предъявляют всё более жёсткие требования к бесперебойной подаче электрической энергии необходимого качества. Правильное функционирование любой аппаратуры систем связи возможно только при условии нормальной работы всех систем и устройств электропитания. В последние несколько десятилетий очень широко применялись низкочастотные тиристорные выпрямительные устройства, хотя в настоящее время практически везде уже используются высокочастотные преобразовательные устройства с бестрансформаторным входом. Поскольку первые в настоящее время не отвечают требованиям, современной аппаратуры связи не только по энергетическим, массо-габаритным показателям, но и по динамическим характеристикам, а также по уровню помех, вносимых ими в питающую сеть.

Применение новых типов мощных полупроводниковых приборов полевых транзисторов (MOSFET и IGBT), диодов, конденсаторов и магнитных материалов позволяет осуществлять преобразование энергии в устройствах электропитания на частотах в сотни кГц. Повышение частоты преобразования позволяют существенно повысить КПД и удельную мощность устройств электропитания. Поэтому в настоящее время широко используются преобразовательные устройства с высокой частотой преобразования с интеллектуальным мониторингом систем электропитания.

# 1. СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

## 1.1. ТРЕБОВАНИЯ К СИСТЕМЕ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ

*Система электроснабжения (СЭП)* – это комплекс сооружений на территории предприятия связи и в производственных помещениях, обеспечивающий функционирование предприятия связи как в нормальных, так и в аварийных режимах его работы. При проектировании СЭП необходимо учитывать следующие требования:

*СЭП должна быть надёжной и обеспечивать бесперебойное (или гарантированное) электропитание основного оборудования аппаратуры электросвязи, а также необходимые хозяйственные нужды.* Под гарантированным электропитанием понимается электропитание, при котором допускается кратковременное ухудшение показателей качества электроэнергии, просадки и исчезновения напряжения на входных выводах цепей питания аппаратуры. Длительность провала напряжения или его исчезновение может лежать в пределах от 0,01 до 30 с. Электропитание аппаратуры без ухудшения показателей качества электроэнергии, исчезновения и просадок напряжения на входных выводах цепей питания аппаратуры называется бесперебойным электропитанием.

Для обеспечения гарантированного питания переменным током согласно [1] следует применять автоматизированные дизель-генераторные установки (ДГУ) с агрегатами, автоматизированными по третьей степени с временным интервалом принятия нагрузки до 30 с; автопускаемые инверторы с интервалом принятия нагрузки до 1 с; электромагнитные коммутационные устройства автоматического включения резерва (АВР) с временем срабатывания от 0,6 до 4 с в зависимости от количества ступеней АВР; тиристорные устройства для автоматического включения резерва со временем срабатывания, не превышающим допустимого перерыва питания устанавливаемой аппаратуры.

Для обеспечения бесперебойного питания в цепи постоянного тока следует применять аккумуляторные батареи (АБ), а в цепи переменного тока – агрегаты бесперебойного питания (инверторы) с опорными АБ. В качестве резервного источника постоянного тока рекомендуется использовать АБ с закрытыми негерметичными или герметичными аккумуляторами.

Сеть аварийного освещения должна получать электропитание от одной из АБ, ёмкость которой должна обеспечивать возможность работы аварийного освещения в течение расчётного времени разряда.

*СЭП должна быть технологичной при монтаже и экономической при эксплуатации.* Проектирование линий электропередач и токораспределительных сетей (ТРС) рекомендуется осуществлять с учётом полного развития предприятия, сооружения, а количество трансформаторов и

трансформаторных подстанций – с учётом возможности и целесообразности поэтапного наращивания мощности. Выбор архитектуры системы электропитания и оборудования должен обосновываться технико-экономическими показателями путём сравнения различных вариантов её построения. При этом необходимо учитывать требования безопасности обслуживания применением надёжных схем, внедрением новой техники и ресурсосберегающих технологий.

При расчёте токораспределительной сети постоянного тока и разработке её конструкции необходимо обеспечивать минимальный расход проводникового материала. Как правило, применяются алюминиевые шины, кабели и провода с алюминиевыми жилами. Применение кабелей и проводов с медными жилами допускается только при наличии соответствующих требований, приведённых в технических условиях на оборудование или в техническом задании на проектирование, либо в действующих нормативных документах. Потери напряжения в ТРС на участке от выводов СЭП до стоек аппаратуры связи, включая потери в устройствах защиты и коммутации не должны превышать 4% от номинального значения выходного напряжения электропитающей установки (ЭПУ).

Преобразовательные устройства должны комплектоваться по блочному принципу, что позволит наращивать мощности в перспективе и во время эксплуатации, без замены основного оборудования.

*Электропитание СЭП осуществляется от электрической сети общего назначения и резервных источников электроэнергии трёхфазного или однофазного переменного тока с частотой 50 Гц с номинальным напряжением 220/380 В, при этом выходное напряжение установок может быть 24 В, 48 В или 60 В постоянного тока.*

*Система электропитания должна предусматривать постоянный местный и дистанционный технический контроль (мониторинг) и управление режимами работы СЭП.*

Все неисправности и аварийные состояния должны фиксироваться в хронологическом порядке, диагностироваться и передаваться сервисной службе пользователя. Для выполнения этих функций в современных системах электропитания предусмотрена Система мониторинга и управления (СМ и У), которая осуществляет контроль состояния всех узлов, сигнализирует о неисправностях и состоянии СЭП и осуществляет передачу всей информации в сервисный центр для управления с персонального компьютера через модем телефонной связи. СМ и У должна обеспечивать функционирование СЭП с АБ в следующих режимах: заряд батареи; буферный режим работы батареи; режим непрерывного подзаряда; разряд батареи. Кроме того, СМ и У должна обеспечивать:

1) параллельное включение одноименного оборудования с целью его резервирования;

2) распределение нагрузки между параллельно работающими блоками и селективное отключение неисправного оборудования;

3) защиту от токовых перегрузок, длительных и кратковременных перенапряжений во входных цепях и цепях входящих в состав оборудования СЭ. Защита должна осуществляться селективно с помощью:

а) автоматических выключателей и предохранителей;

б) обеспечивать переключение на резервный источник переменного;

в) напряжения, подключение резервной цепи питания аппаратуры от АБ;

г) обеспечить срабатывание защитных устройств АБ от перезаряда или «глубокого» разряда;

д) обеспечивать включение вентиляции при заряде АБ;

е) обеспечивать автоматический контроль электрических параметров АБ.

Блочный принцип построения преобразовательных устройств позволяет обеспечивать равномерное распределение нагрузки при её изменении и осуществлять селективное отключение неисправного оборудования в аварийных ситуациях.

*СЭП должна быть надёжной.* Под надёжностью работы СЭП понимается свойство системы сохранять в установленных пределах значения параметров электрической энергии, характеризующих возможность системы обеспечивать электропитание аппаратуры связи в заданных условиях применения и технического обслуживания. Проектируемая СЭП должна удовлетворять требуемым показателям надёжности, к которым относятся средняя наработка на отказ ( $T_0$ ), среднее время восстановления ( $T_v$ ) и средний срок службы.

Для повышения надёжности СЭП используется резервирование оборудования, устройства защиты от перегрузок по току, от «бросковых» напряжений и т.д. Блочный принцип исполнения преобразовательных устройств позволяет осуществлять селективное отключение неисправного оборудования в аварийных режимах.

При проектировании ТРС постоянного тока индуктивное и омическое сопротивления проводников цепи питания должны выбираться из условия ограничения величины импульсного напряжения на выходе СЭП при коротком замыкании в ТРС, при этом, расчётные величины тока и индуктивности цепи КЗ не должны превышать, соответственно, 1000 А и  $10^{-4}$  Гн.

Устройства автоматической защиты должны выполнять свои функции при следующих входных воздействиях: при воздействии одиночных импульсов тока 10...350 мкс с амплитудой 50 кА – для устройств первичной защиты; при воздействии одиночных импульсов напряжения 1...50 мкс с амплитудой 4 кВ – для устройств вторичной защиты; при отклонениях питающего напряжения на  $\pm 40\%$  от номинального значения длительностью до 3 с, а также при импульсных перенапряжениях по каж-

дой из фаз до  $\pm 1000$  В длительностью импульсов до 10 мкс – для остальных устройств.

В устройствах автоматической защиты амплитуда импульсов перенапряжения обеих полярностей на выходах устройств при входных воздействиях должна быть не более 4,0 кВ (длительность импульсов 1...50 мкс) для устройств первичной; для устройств вторичной защиты – 1,0 (длительность импульсов до 10 мкс); для других устройств – 1,0 (длительность импульсов до 10 мкс).

В устройствах автоматической защиты токи утечки варисторов, входящих в состав устройств, не должны превышать 1 мА.

*СЭП должна быть эффективной с точки зрения преобразования электрической энергии. С этой целью преобразовательные устройства строятся по схемам с бестрансформаторным входом, с двойным преобразованием электрической энергии, с импульсным способом регулирования напряжения и звеном коррекции коэффициента мощности. Для коммутации транзисторных ключей используются принципы «мягкой коммутации».*

Качество электроэнергии на выходных выводах СЭП должно соответствовать установленным нормам качества электроэнергии на входах цепей питания аппаратуры связи, а именно:

1) установившееся отклонение напряжения на выходных выводах ЭПУ постоянного тока для подключения цепей питания аппаратуры связи должно быть не более  $+4/-3,6$  В для номинального напряжения 24 В, не более  $+9/-7,5$  В для номинального напряжения 48 В и не более  $\pm 12$  В для номинального напряжения 60 В;

2) уровень напряжения гармонической составляющей должен быть не более 50 мВ в диапазоне частот до 300 Гц включительно, не более 7 мВ на частотах выше 300 Гц до 150 кГц;

3) пульсации напряжения по действующему значению суммы гармонических составляющих в диапазоне частот от 25 Гц до 150 кГц не более 50 мВ;

4) пульсации напряжения по псофометрическому значению не более 2 мВ.

Для обслуживания АБ установившееся отклонение напряжения на выходных выводах выпрямительного устройства должно быть не более 1% от требуемого значения.

*СЭП должна выполняться в соответствии с требованиями безопасности на электроустановки зданий.*

Заземление нейтрали в трёхфазных сетях переменного тока является рабочим, и сопротивление его не должно превышать 4 и 8 Ом соответственно при линейных напряжениях 380 и 220 В источника трёхфазного тока. Это сопротивление должно быть обеспечено с учётом использования естественных и искусственных заземлителей. Заземлитель должен распо-



лагаться вблизи трансформатора (генератора), а для внутрицеховых подстанций около стены здания. Соединение нейтрали трансформатора или генератора с заземлителем осуществляется специальным проводом достаточного сечения. Корпус оборудования ЭПУ должен иметь болт (винт, шпильку) для подключения защитного проводника, при этом для четырёхпроводной внешней сети переменного тока должно быть выполнено заземление и зануление оборудования ЭПУ, а при пятипроводной сети – только заземление.

Всем этим требованиям отвечают СЭП, выпускаемые промышленностью специально для использования на предприятиях связи.

## **1.2. СТРУКТУРНАЯ СХЕМА СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ**

В отношении обеспечения надёжности электроснабжения потребители электрической энергии (электроприёмники) разделяются на три категории. Электроприёмники первой категории – это электроприёмники, перерыв электроснабжения которых может повлечь за собой опасность для жизни людей, угрозу для безопасности государства, значительный материальный ущерб, расстройство сложного технологического процесса, нарушение функционирования особо важных элементов коммунального хозяйства, объектов связи и телевидения. Электроприёмники второй категории – это электроприёмники, перерыв электроснабжения которых приводит к массовому недовыпуску продукции, массовым простоям рабочих, механизмов и промышленного транспорта, нарушению нормальной деятельности значительного количества городских и сельских жителей. К потребителям третьей категории относятся все остальные электроприёмники, которые не попадают под определения первой и второй категории.

Предприятия связи относятся к потребителям первой категории и их энергоснабжение должно обеспечиваться от трёх независимых источников. Два внешних ввода должны быть от отдельных независимых электростанций, а третий – от собственной дизельной электростанции.

Типовая структурная схема электроснабжения предприятия связи приведена на рис. 1.1.

Схема включает в себя такие устройства:

- 1) трансформаторные подстанции (ТП1 и ТП2);
- 2) собственную электростанцию (СЭ);
- 3) устройство автоматического ввода резерва (АВР);
- 4) шкаф вводно-распределительный переменного тока (ШВР);
- 5) электропитающую установку (ЭПУ);
- 6) систему вентиляции и кондиционирования (СВ и К);
- 7) электросети освещения;
- 8) систему мониторинга и управления (СМ и У).

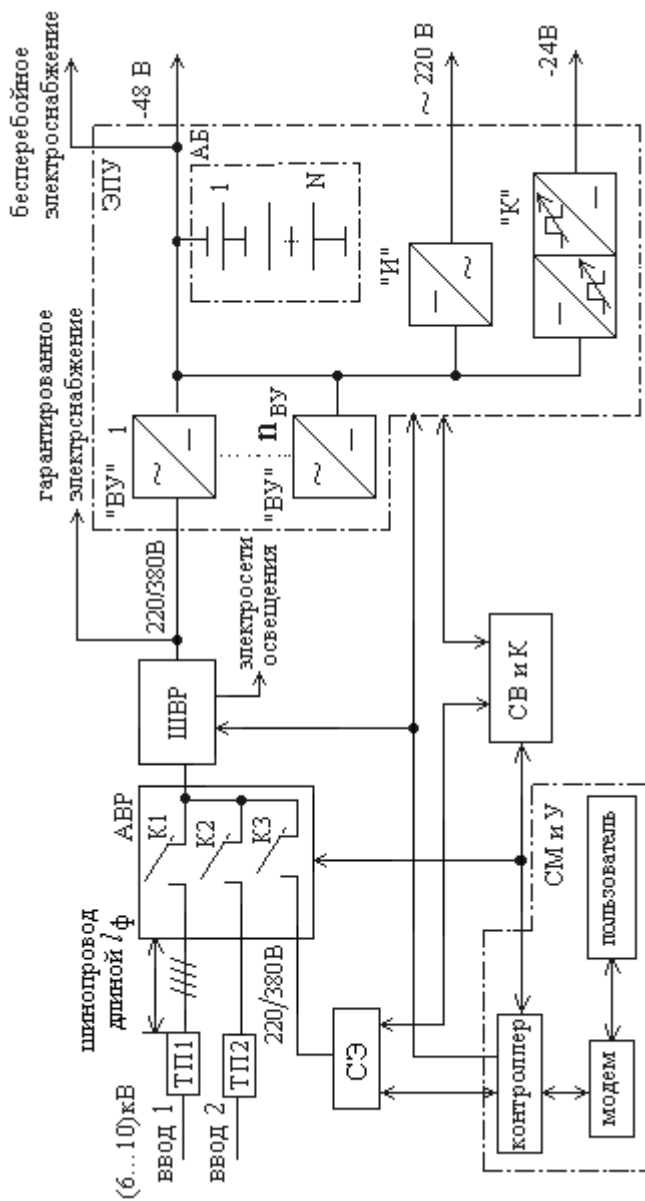


Рис. 1.1. Типовая структурная схема электроснабжения предприятия связи

*Трансформаторная подстанция* (ТП) обеспечивает понижение напряжения от уровня (6...10) кВ до 220/380 В трёхфазного переменного тока промышленной частоты 50 Гц. Применение высоких напряжений позволяет передавать большие мощности на большие расстояния с минимальными потерями в линиях электропередач.

*АВР – устройство автоматического ввода резерва*, осуществляет переключение источников электроснабжения, питающих нагрузку, при отключении питания на одном вводе 1 (фидере) на другой (резервный) ввод 2 в случае пропадания напряжения на основном вводе 1.

При пропадании напряжения на обоих фидерах осуществляется подключение резервного источника электроснабжения. В качестве резервного источника электроснабжения для гарантированного питания на предприятиях связи используются собственные электростанции.

*Собственные электрические станции* (СЭ) могут иметь двоякое значение. В тех случаях, когда электроснабжение объекта связи может быть осуществлено от внешних электросетей или электростанций, СЭ осуществляют резервное электроснабжение. При этом мощность СЭ ограничивается необходимым минимумом нагрузки предприятия связи. На особо ответственных предприятиях связи СЭ должны обеспечивать продолжительную автономную работу предприятия связи. При отсутствии электроснабжения от внешних сетей или электростанций СЭ является единственным источником электроснабжения и рассчитывается на продолжительную работу с обеспечением всех нагрузок (как технических, так и хозяйственных нужд предприятия). СЭ оборудуются первичными двигателями внутреннего сгорания, газовыми турбинами или иными первичными двигателями. В качестве электрогенераторов используются различные генераторы переменного и постоянного тока

*Шкаф вводно-распределительный* (ШВР) – обеспечивает: подачу переменного тока к выпрямительным устройствам, местным потребителям; контроль напряжения постоянного тока; сбор информации о повреждениях, возникающих на оборудовании ЭПУ; защиту от перегрузок по напряжению и токов короткого замыкания в токоведущих шинах ТРС, а также автоматическое включение и переключение аварийного освещения предприятия связи. Иногда на ШВР возлагают функции АВР, т.е. осуществляет подачу сигнала на запуск автоматизированных дизельных электростанций при отключении внешних источников электроэнергии и автоматическое отключение потребителей гарантированного питания, подключаемых к дизельной электростанции от потребителей негарантированного питания, питаемых от внешних источников электроэнергии.

*Система вентиляции и кондиционирования воздуха* (СВ и К) создаёт и автоматически поддерживает в закрытых помещениях параметры на определённом уровне с целью обеспечения оптимальных метеорологи-

ческих условий, наиболее приятных для самочувствия людей и нормального функционирования СЭП. Кондиционирование воздуха осуществляется комплексом технических средств забора воздуха, подготовки (придания необходимой кондиции), перемещения и его распределения, а также средства хладо- и теплоснабжения, автоматики, дистанционного управления и контроля. СВ и К обслуживаются, как правило, комплексными автоматизированными системами управления. Автоматизированная система кондиционирования поддерживает заданное состояние воздуха в помещении независимо от колебаний параметров окружающей среды.

*Система мониторинга и управления* (СМ и У) осуществляет удалённый контроль и управление состоянием СЭП. Такая возможность связи с системой управления системой минимизирует затраты на персонал, издержки на эксплуатацию и обслуживание. Наличие полной информации в сочетании с избирательным доступом к ней повышает скорость и эффективность при устранении повреждений в СЭП. В памяти контроллера в течение нескольких дней сохраняются данные о сбоях и измеренные значения параметров, что позволяет проверять долгосрочное поведение определённых величин. Это позволяет считывать и анализировать нужные данные с помощью локальной консоли оператора или из удаленного центра управления. Запись, хранение и передача системной информации создаёт основу для статистического анализа и планирования с оптимизацией издержек. Кроме того, это позволяет своевременно обнаруживать неисправности.

На контроллер поступает текущая информация о работе системы: напряжение нагрузки, ток нагрузки, ток батареи, текущее состояние выпрямительных устройств, состояние системы питания переменного тока; информация с датчика температуры выпрямительных устройств, информация с датчика температуры батареи и т.д. Контроллер выполняет следующие управляющие функции:

- 1) заряд батареи с управлением по току;
- 2) заряд батареи с управлением по времени;
- 3) контроль контакта отключения батареи при её «глубоком» разряде;
- 4) регулировку уровня напряжения «плавающего заряда» в зависимости от температуры;
- 5) отключение батареи в зависимости от температуры;
- 6) дистанционное управление выпрямительными устройствами и т.д.

Кроме того, контроллер обеспечивает аналоговую сигнализацию о сбоях для удалённого оборудования через плавающие переключаемые контакты, а также цифровую сигнализацию через модем: контроль напряжения нагрузки, контроль батарейного напряжения, контроль предохранителей, контроль выпрямителей, контроль мощности переменного тока.

*Электропитающей установкой* (ЭПУ) называется часть СЭП, предназначенная для преобразования, регулирования, распределения и обеспечения бесперебойности подачи различных напряжений переменного и постоянного тока, необходимых для нормального функционирования предприятия связи. ЭПУ включает в себя следующие элементы: выпрямительные устройства (ВУ), инверторы (И) и конверторы (К) напряжения, аккумуляторную батарею (АБ), токораспределительные сети (ТРС), связывающие оборудование ЭПУ между собой, а также с аппаратурой связи и систему заземления с защитными устройствами.

*Выпрямительное устройство* (ВУ) – это статический преобразователь напряжения переменного тока в напряжение постоянного тока. Промышленность выпускает ВУ общего применения, которые предназначаются как для заряда и подзаряда аккумуляторных батарей, так и для электропитания аппаратуры связи и осветительных установок. Величина тока нагрузки определяется типом и количеством, параллельно работающих выпрямительных блоков ( $n_{ВУ}$ ).

*Инвертор напряжения* (И) – преобразует постоянное напряжение аккумуляторной батареи в переменное однофазное напряжение 220 В частотой 50 Гц.

*Конвертор напряжения* (К) – преобразует постоянное напряжение одного уровня в постоянное напряжение другого уровня. Конвертор напряжения может выполнять две функции:

1) осуществлять вольтодобавку к напряжению аккумуляторной батареи во время её разряда на штатную нагрузку, т.е. поддерживать напряжение на аппаратуре связи в допустимых пределах в процессе разряда батареи. Такой конвертор называют вольтодобавочным (ВДК);

2) работать как автономный инвертор, обеспечивая питанием оборудование связи напряжением переменного тока с частотой 50 Гц при пропадании напряжения сети или отклонении его от требуемых параметров качества.

*Аккумуляторная батарея* (АБ) – химический источник тока многократного действия. Он способен накапливать, длительно сохранять и отдавать по мере надобности электрическую энергию, полученную от внешнего источника постоянного тока. Используется в качестве резервного источника электрической энергии в аварийном режиме СЭП до момента подключения СЭ. При малой мощности потребления АБ может быть представлена единственным аккумулятором. При средней и большой мощностях АБ представляет собой последовательно включённые элементы, которые в свою очередь могут включаться параллельно для увеличения её ёмкости.

### 1.3. СИСТЕМЫ БЕСПЕРЕБОЙНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ НА СТОРОНЕ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Получение бесперебойного энергоснабжения на стороне постоянного тока может быть обеспечено различными способами.

На предприятиях связи используются пять модификаций системы: буферная система электропитания, буферная система электропитания с вольтодобавочным конвертером, буферная система с конвертером, система с отделённой от нагрузки АБ, безаккумуляторная система. Они представлены на рис. 1.2 – 1.6.

*Буферная система электропитания.* В нормальном режиме работы СЭП на аппаратуру подается стабилизированное напряжение от ВУ, параллельно выходу которых подключена АБ, содержащаяся в режиме постоянного подзаряда. При таком включении используются как фильтрующие свойства батареи, обладающей малым внутренним сопротивлением, так и её стабилизирующие свойства, особенно проявляющиеся при импульсном характере нагрузки. Таким образом, преимуществом буферных систем электропитания является использование сглаживающих и стабилизирующих свойств АБ, что улучшает качество электропитания аппаратуры. Недостатком данной системы является снижение срока службы закрытых (герметичных и негерметичных) аккумуляторов при импульсных воздействиях со стороны нагрузки во время работы ВУ. При перерывах в электроснабжении оборудования связи переменным током, а также при отключении ВУ вследствие появления неисправности, т.е. в аварийном режиме, питание аппаратуры принимает на себя АБ. В процессе разряда батареи происходит снижение уровня напряжения питания, поэтому в данной СЭП по мере необходимости устанавливают дополнительные стабилизирующие устройства (рис. 1.2).

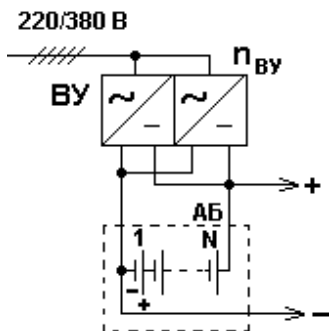
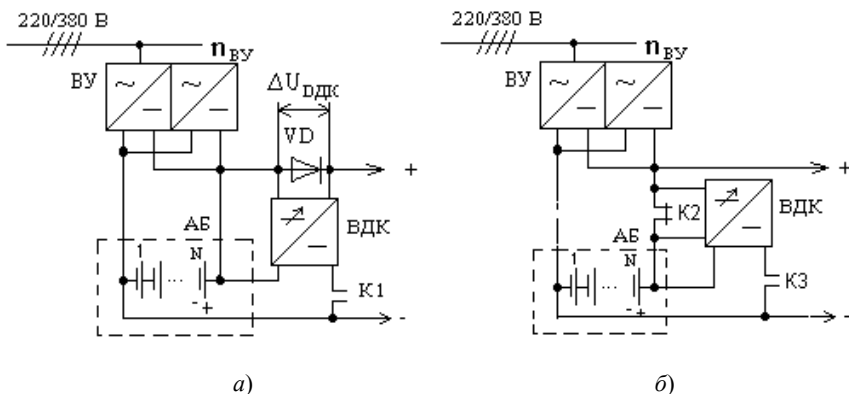


Рис. 1.2. Буферная система электропитания



**Рис. 1.3. Буферная система электропитания с ВДК**

*Буферная система электропитания с вольтодобавочным конвертором.* При применении ВДК с плавным регулированием выходом напряжения на шинах питания аппаратуры связи можно поддерживать стабильным. Существует два способа подключения ВДК. Вход ВДК подключается параллельно АБ, а выход – в разрез между батареей и нагрузкой (рис. 1.3, а), либо между батареей и выпрямительным устройством (рис. 1.3, б).

В первом варианте выход ВДК подключен к полупроводниковому диоду VD, падение напряжения на котором составляет около 1 В, что снижает коэффициент полезного действия системы, так как диод выбирается из расчёта суммарного тока нагрузки. Функциональное назначение диода – обеспечить непрерывное протекание тока в момент срабатывания контактора К1. Во втором варианте выход ВДК коммутируется контактором К2. Наличие двух контакторов снижает надёжность системы. Построение ВДК по схеме с преобразованием электрической энергии повышает кпд СЭП; широтно-импульсный способ регулирования напряжения позволяет плавно увеличивать уровень выходного напряжения по мере снижения напряжения АБ. При разряде АБ ВДК добавляет недостающую долю напряжения для обеспечения постоянства напряжения на нагрузке. Это иллюстрируется графиком на рис. 1.4.

В нормальном режиме контакторы К1, К3 разомкнуты, а К2 – замкнут, элементы АБ поддерживаются в нормальном состоянии от ВУ. Одновременно обеспечивается питание основного оборудования от выпрямителя. В аварийном режиме замыкаются контакторы К1, К3, размыкается контактор К2 и выход ВДК соединяется последовательно с АБ, вход ВДК при этом подключается к АБ.

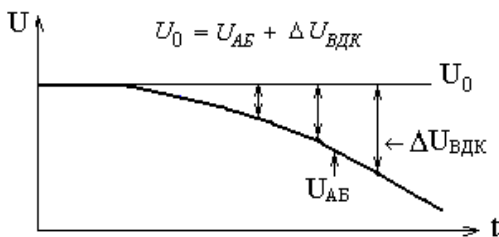


Рис. 1.4. Изменение напряжения ВДК от времени

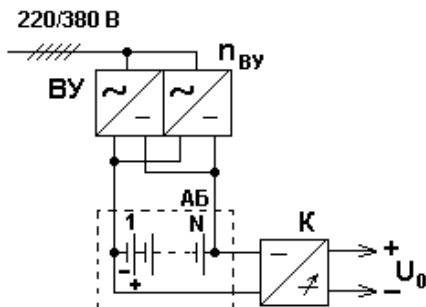


Рис. 1.5. Буферная система электропитания с конвертором

*Буферная система электропитания с конвертором* (рис. 1.5).

Конвертор предназначен для плавного регулирования (либо стабилизации) напряжения питания ( $U_0$ ) аппаратуры связи и компенсации изменения напряжения на АБ в процессе её разряда. Отсутствие контакторов в СЭП повышает её надёжность. Так как конвертор рассчитывается на полную мощность нагрузки, то это увеличивает материальные затраты и эксплуатационные расходы. Использование такой системы оправдано при более высоких требованиях к качеству электропитания аппаратуры связи, чем требования к выпрямителю содержания АБ.

*Система с отделенной от нагрузки АБ* (рис. 1.6). В нормальном режиме работы питание аппаратуры обеспечивается за счёт ВУ. АБ подзаряжается от дополнительного выпрямителя содержания (ВС).

Устройство управления (УУК) контролирует напряжение на нагрузке. При его уменьшении ниже допустимой нормы срабатывает электронный ключ ЭК (тиристорный или транзисторный), а затем контактор К1. Преимуществом этой системы является отсутствие влияния импульсной нагрузки на работу АБ. *К недостаткам* можно отнести: низкий КПД основного выпрямителя (ВУ) за счёт больших габаритных размеров сглаживающих фильтров и дополнительного выпрямителя – ВС.



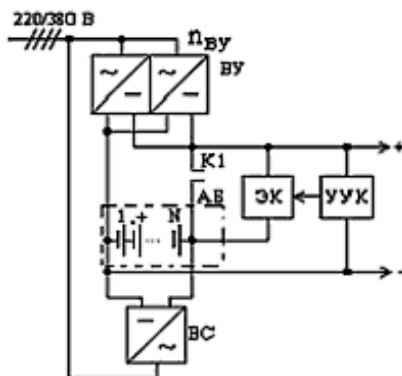


Рис. 1.6. Система электропитания с отделённой от нагрузки АБ

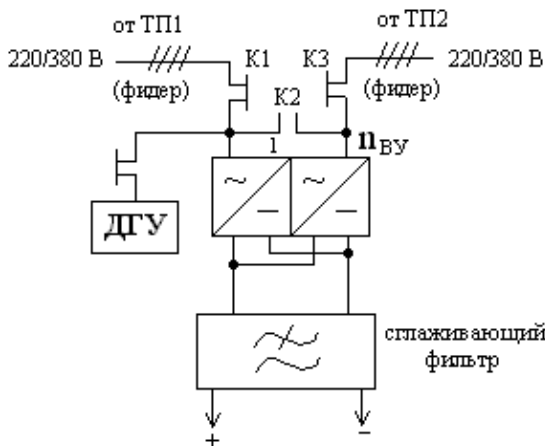


Рис. 1.7. Безаккумуляторная система электропитания

Безаккумуляторная система электропитания (рис. 1.7) требует наличия не менее трёх независимых источников энергии, один из которых резервная электростанция (ДГУ).

В этой системе всегда работает парное число выпрямителей, при этом улучшается форма потребляемого тока и они должны быть загружены не более чем на 50%. При пропадании напряжения на одном из фидеров замыкается К2 и выпрямители подключаются к другому фидеру.

Преимуществом этой системы является простота схемы построения, дешевизна системы. Но по ряду, в основном организационных причин, схема не нашла широкого применения.

#### 1.4. СИСТЕМЫ БЕСПЕРЕБОЙНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ НА СТОРОНЕ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

По принципу действия источники бесперебойного питания (ИБП) можно отнести к двум типам.

Первый тип – это источники бесперебойного питания с режимом работы off-line (off-line – дословно «вне линии»). Принцип работы этого типа ИБП заключается в питании нагрузки от питающей сети и переключении на внутреннюю резервную схему при отключении питания или отклонении напряжения за допустимый диапазон. Время переключения обычно составляет величину порядка 4...12 мс, что вполне достаточно для большинства электроприёмников с импульсными блоками питания.

Второй тип – это источники бесперебойного питания с режимом работы on-line (on-line – дословно «на линии»). Эти устройства постоянно питают нагрузку и не имеют времени переключения. Наряду с резервированием электроснабжения они предназначены для обеспечения необходимого качества электроэнергии при его нарушениях в питающей сети и фильтрации помех, проходящих из питающей сети.

Достаточно часто в литературе по источникам бесперебойного питания упоминаются ИБП с режимом работы line-interactive (line-interactive UPS). Принцип их действия в значительной степени похож на принцип действия off-line, за исключением наличия так называемого «бустера» – устройства ступенчатой стабилизации напряжения посредством коммутации обмоток входного трансформатора и использования основной схемы для заряда и подзаряда батареи, что обеспечивает более быстрый выход устройства на рабочий режим при переходе на питание от аккумуляторных батарей (АБ). При этом время переключения на работу от АБ сокращается до 2...4 мс.

В зависимости от знака и величины отклонения напряжения  $\delta U$  включается соответствующая комбинация «отводов» (витков) трансформатора (рис. 1.8, а), поэтому регулирование напряжения носит ступенчатый характер.

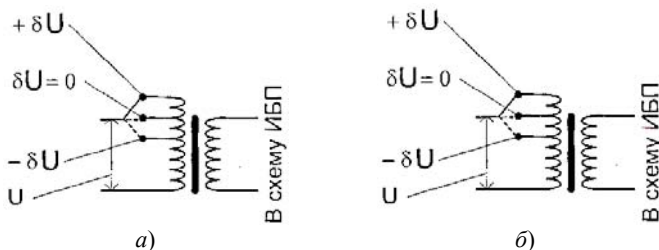


Рис. 1.8. Бустер off-line (а) и line-interactive ИБП (б)

При отклонении напряжения  $U$  выше номинального значения бустер переключает отвод в положение  $-\delta U$ , снижая тем самым значение напряжения, поступающего в схему ИБП и далее к электроприёмнику.

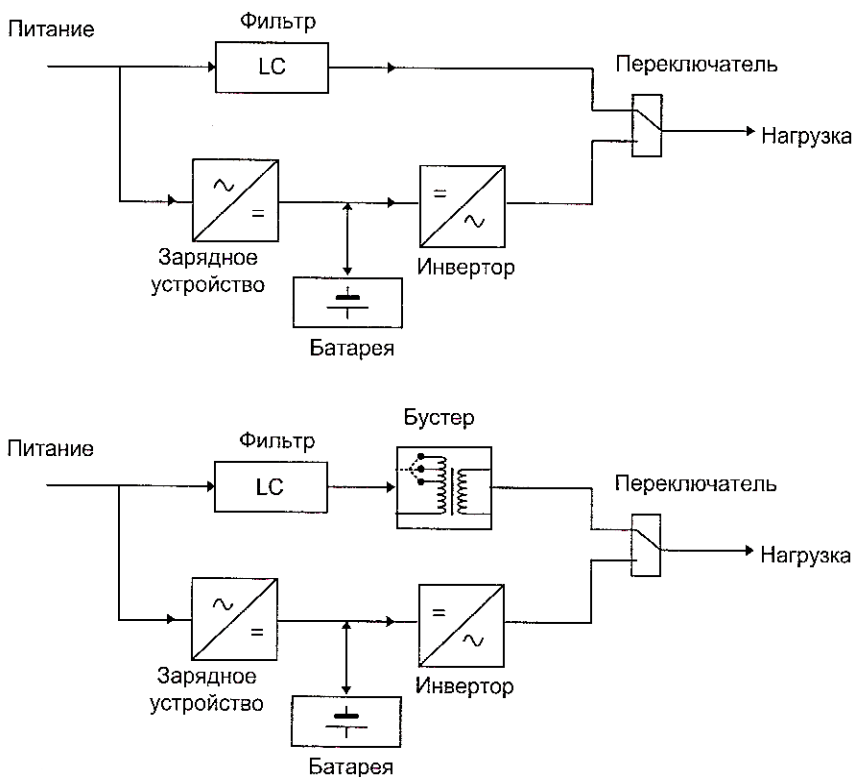
При отклонении напряжения ниже номинального значения бустер переключает отвод в положение  $+\delta U$ . Такая схема бустера применяется редко, на смену ей пришла схема, аналогичная  $\delta$ -магнитному усилителю (рис. 1.8, б). В этой схеме имеются две встречно включенные обмотки, соответственно намагничивающие сердечник бустера. Различие между ИБП off-line и line-interactive фактически стерлось, поскольку появились модели off-lines возможностью регулирования напряжения в номинальном режиме при помощи введённого в схему бустера. Единственно, что различает эти типы ИБП, – это форма выходного напряжения в автономном режиме. У ИБП типа off-line – это прямоугольная форма и аппроксимация синусоиды ступеньками и трапецией, line-interactive имеет синусоидальное выходное напряжение.

Для питания технических средств с импульсными блоками питания форма выходного напряжения ИБП значения не имеет. На рисунке 1.9 представлена структура ИБП типа off-line и line-interactive.

В нормальном режиме ИБП пропускает сеть на нагрузку, осуществляя подавление высокочастотных помех и импульсов напряжения в LC-фильтре и компенсируя отклонения напряжения бустером. Аккумуляторная батарея заряжается (подзаряжается) от зарядного устройства (выпрямителя). При отключении сети запускается инвертор, и переключатель переводит нагрузку на инвертор ИБП. Переключение осуществляется автоматически и АБ будет питать нагрузку до момента восстановления напряжения на входе или до исчерпания ёмкости. В схеме на рис. 9, б при запуске инвертора отключается вход ИБП от линии питания с целью исключения подачи обратного напряжения со стороны нагрузки в питающую линию.

Инвертор входит в состав всех типов ИБП. Он представляет собой полупроводниковый преобразователь постоянного напряжения АБ в переменное напряжение 220/380 В, поступающее на электроприёмники (нагрузку). В современных ИБП типа line-interactive инвертор совмещает в себе функции как собственно инвертора, так и зарядного устройства.

В зависимости от модели ИБП инвертор формирует напряжение различной формы. Применяются упрощённые схемы инверторов, формирующие напряжение прямоугольной формы с бестоковыми паузами (рис. 1.10, а) и более совершенные схемы с синусоидальным напряжением или близким к синусоидальной форме – аппроксимированное ступенями (рис. 1.10, б). Такие инверторы характерны для ИБП малой мощности и пригодны для работы с импульсными блоками питания. Инверторы ИБП типа line-interactive формируют напряжение синусоидальной формы (рис. 1.10, в) с низким содержанием гармоник (как правило, коэффициент искажения синусоидальности кривой напряжения  $K_{\text{и}} < 3\%$ ).



**Рис. 1.9. Структура ИБП:**  
*a* – off-line; *б* – line-interactive

Такие инверторы пригодны для питания всех типов нагрузок – от импульсных блоков питания до двигателей. Как правило, форма напряжения инвертора и  $K_{\text{и}}$  указываются в паспортных данных ИБП.

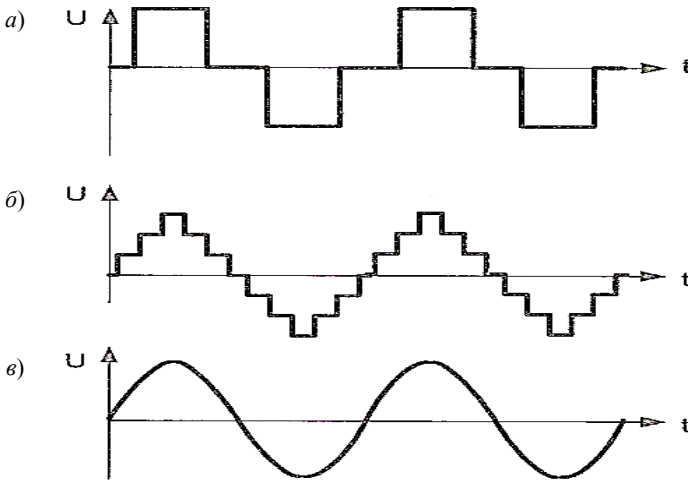
Типичный диапазон мощностей ИБП типов off-line и line-interactive от 250 ВА до 3...5 кВА.

Источники бесперебойного питания с режимом работы on-line выпускаются нескольких типов (по способам преобразования энергии).

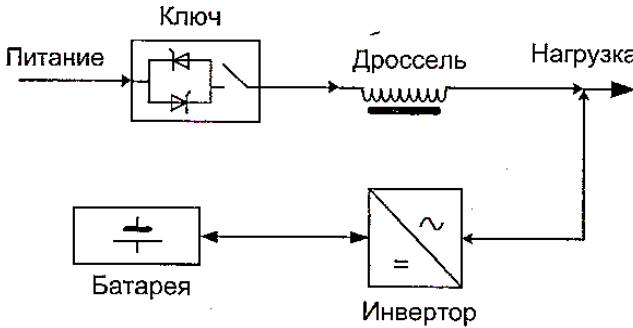
Различают четыре типа on-line ИБП:

- 1) с одиночным преобразованием;
- 2) с дельта преобразованием;
- 3) феррорезонансные ИБП;
- 4) с двойным преобразованием.

Принцип одиночного преобразования (singleconversion) (рис. 1.11) заключается в следующем.



**Рис. 1.10. Формы выходного напряжения инверторов:**  
 а – ступенчатая; б – аппроксимированная синусоида; в – синусоидальная



**Рис. 1.11. ИБП одиночного преобразования (singleconversion UPS)**

В цепь между питающей сетью и нагрузкой включён дроссель, к выходу которого подключен инвертор. Инвертор в данной схеме является реверсивным и способен преобразовывать постоянное напряжение в переменное и наоборот. Помимо питания нагрузки в автономном режиме вторым назначением Инвертора является регулирование напряжения на стороне нагрузки при отклонениях в питающей сети. У ИБП данного типа КПД весьма высок и может достигать 96%. Однако имеются некоторые недостатки, например низкое значение входного коэффициента мощности ( $\cos\varphi \approx 0,6$ ), при этом он меняется при изменении как напряжения сети, так и характера нагрузки.

Кроме того, при малых нагрузках данные ИБП потребляют существенные реактивные токи, соизмеримые с номинальным током установки. Среди современных ИБП последних моделей подобный тип не встречается, поскольку на смену ему пришла технология дельта преобразования, являющаяся развитием технологии одиночного преобразования.

Принцип дельта-преобразования (deltaconversion) основан на применении в схеме ИБП так называемого дельта трансформатора (рис. 1.12).

Дельта-трансформатор представляет собой дроссель с обмоткой подмагничивания, которая позволяет управлять током в основной обмотке (аналогично принципу магнитного усилителя). В ИБП применяются два постоянно работающих инвертора. Один служит для управления дельта-трансформатором, т.е. регулировки входного тока и компенсации некоторых видов помех. Его мощность составляет около 20% от мощности второго инвертора, работающего на нагрузку. Второй инвертор, мощность которого определяет мощность ИБП, формирует выходную синусоиду, обеспечивая коррекцию отклонений формы входного напряжения, а также питает нагрузки от батарей при работе ИБП в автономном режиме. Благодаря такой схеме обеспечивается возможность плавной загрузки входной сети при переходе из автономного режима работы от батарей к работе от сети (режим on-line), а также высокая перегрузочная способность – до 200% в течение одной минуты. При загрузке ИБП данного типа на 100% номинальной мощности коэффициент полезного действия составляет 96,5%. Однако высокие показатели данный тип ИБП обеспечивает при следующих условиях: отсутствии отклонений и искажений напряжения в питающей сети, нагрузке ИБП, близкой к номинальной и являющейся линейной.

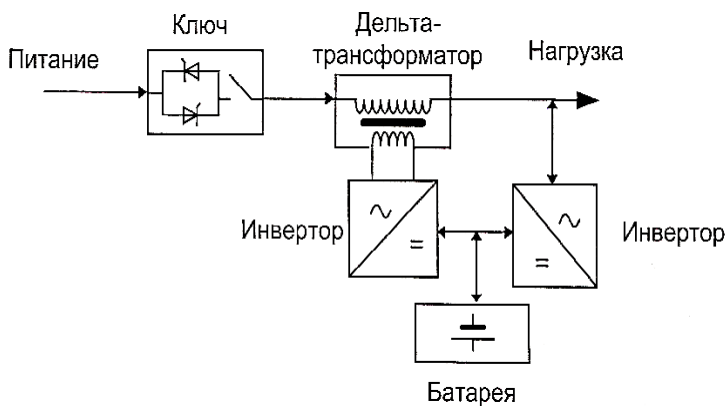


Рис. 1.12. ИБП с дельта-преобразованием (deltaconversion UPS)

В реальных условиях показатели данного типа ИБП (КПД = 90,8...93,5%) приближаются к показателям ИБП с двойным преобразованием. Реальное достижение высоких заявленных значений КПД ИБП с дельта-преобразованием возможно при широком внедрении импульсных блоков питания с коррекцией коэффициента мощности. Это означает, что нагрузка приобретает преимущественно активный характер и создаются условия для проявления высоких энергетических характеристик ИБП. В последнее время коэффициент полезного действия новых блоков питания достигает значений 0,92...0,97. Другим достоинством ИБП с дельта-преобразованием является высокий коэффициент мощности самого устройства, близкий к единице.

Это облегчает совместную работу ИБП и двигатель-генераторную установку (ДГУ). На основе ИБП с дельта-преобразованием строятся мощные централизованные системы бесперебойного электроснабжения (СБЭ) с избыточным резервированием. Естественно, возможны также схемы с одиночными ИБП. Диапазон мощностей ИБП этого типа находится в пределах 10...480 кВА. Возможно параллельное объединение до 8 ИБП для работы на общую нагрузку в одной СБЭ. Данный тип ИБП является основной альтернативой ИБП с двойным преобразованием.

Феррорезонансные ИБП названы так, по применяемому в них феррорезонансному трансформатору. В основу его работы положен эффект феррорезонанса, применяемый в стабилизаторах переменного напряжения. При нормальной работе трансформатор выполняет функции стабилизатора напряжения и сетевого фильтра. В случае «провала» сети феррорезонансный трансформатор обеспечивает нагрузку питанием за счёт энергии, накопленной в его магнитной системе.

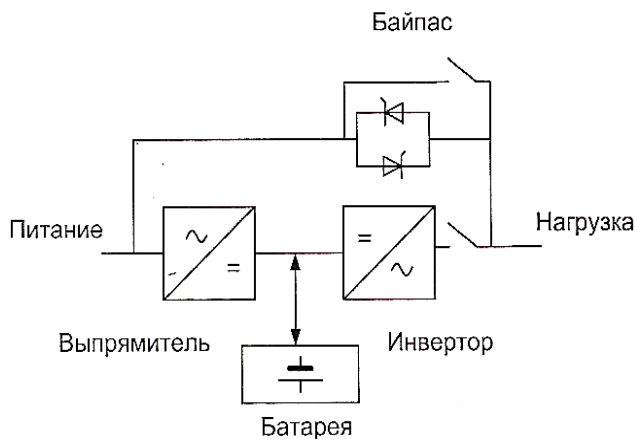


Рис. 1.13. ИБП двойного преобразования (doubleconversion UPS)

Интервала времени длительностью 8...16 мс достаточно для запуска инвертора, который за счёт энергии аккумуляторной батареи продолжает питать нагрузку. Коэффициент полезного действия ИБП данного типа соответствует КПД систем двойного преобразования (не превышает 93%). Данный тип источников бесперебойного питания широкого распространения не получил, хотя обеспечивает очень высокий уровень защиты от высоковольтных выбросов и высокий уровень защиты от электромагнитных шумов. Предел мощности ИБП данного типа не превышает 18 кВА.

Наиболее широко распространён тип ИБП двойного преобразования (doubleconversionUPS), представленный на рис. 1.13.

Обычно в качестве синонима двойного преобразования употребляют термин on-line. Это не совсем верно, так как к группе ИБП типа on-line относятся и другие схемы.

В ИБП этого типа вся потребляемая энергия поступает на выпрямитель и преобразуется в энергию постоянного тока, а затем инвертором – в энергию переменного тока.

## 1.5. ПОКАЗАТЕЛИ КАЧЕСТВА ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ В ЦЕПЯХ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Качество электроэнергии характеризуется различными нарушениями и искажениями формы питающего напряжения (рис. 1.14). Источники нарушений:

1) нарушения, приходящие из энергосистемы (грозовые импульсы, коммутационные перенапряжения, вызываемые коммутацией участков электрической сети, провалы и отклонения напряжения во время работы устройств автоматического включения резерва и переключения потребителей на другие источники питания);

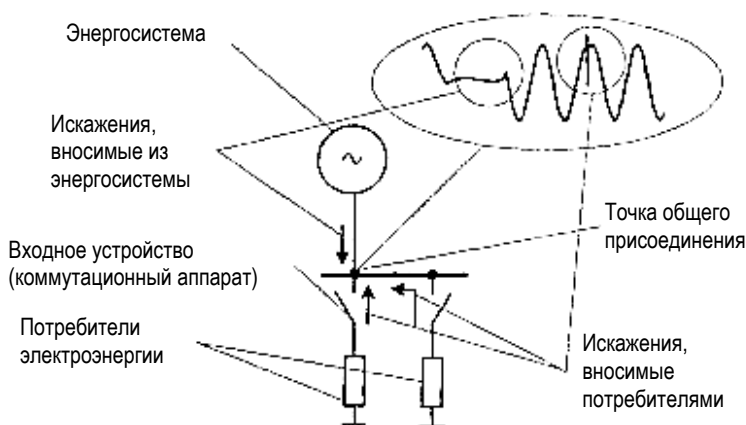


Рис. 1.14. Источники искажения качества электроэнергии



2) нарушения, вносимые самими электроприёмниками (электроприёмники с резкопеременным и нелинейным характером нагрузки: всевозможные преобразователи, промышленные потребители, электрический транспорт и т.д.).

Показатели качества электрической энергии и их числовые нормы определяет ГОСТ 13109–97. Нормы устанавливаются для точек общего присоединения (точки, к которым присоединяются приёмники электрической энергии или электрические сети, находящиеся в собственности различных потребителей). Нормы качества устанавливаются для кондуктивных помех (электромагнитные помехи, распространяющиеся по элементам электрической сети) и являются обязательными для всех режимов работы систем электроснабжения, кроме режимов обусловленных стихийными бедствиями (ураганы, наводнения, землетрясения), непредвиденными ситуациями (пожар, взрыв, военные действия), ликвидацией последствий, вызванных погодными условиями и непредвиденными обстоятельствами. Показателями качества являются:

- установившееся отклонение напряжения  $\delta U_y$  ;
- размах изменения напряжения  $\delta U_t$  ;
- доза фликера  $P_t$  ;
- коэффициент искажения синусоидальности кривой напряжения  $K_U$  ;
- коэффициент  $n$ -й гармонической составляющей напряжения  $K_{U(B)}$  ;
- коэффициент несимметрии напряжений по обратной последовательности  $K_{2U}$  ;
- коэффициент несимметрии напряжений по нулевой последовательности  $K_{0U}$  ;
- отклонение частоты  $\Delta f$  ;
- длительность провала напряжения  $\Delta t_p$  ;
- импульсное напряжение  $U_{имп}$  ;
- коэффициент временного перенапряжения  $K_{перU}$

$$\delta U_y = \frac{U_y - U_{ном}}{U_{ном}} \cdot 100\%.$$

*Отклонение напряжения* (рис. 1.15). Под ним понимается разность номинального действующего значения междуфазного (фазного) напряжения и установившегося (более 1 мин) действующего фактического напряжения. Нормально допустимые и предельно допустимые значения установившегося отклонения напряжения на выводах приёмников электрической энергии равны соответственно  $\pm 5$  и 10% от номинального напряжения электрической сети.

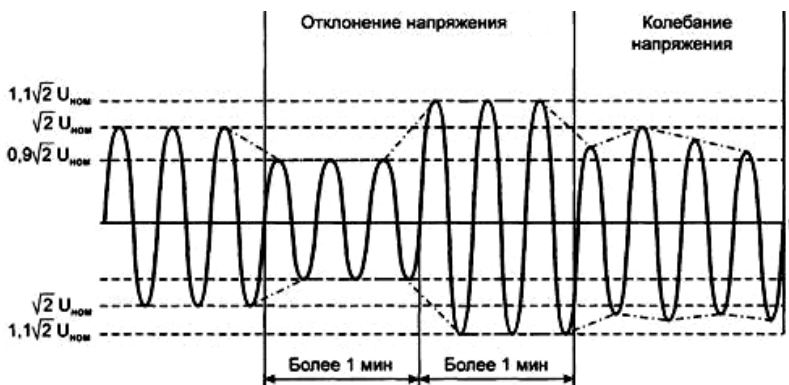


Рис. 1.15. Отклонения и колебания напряжения

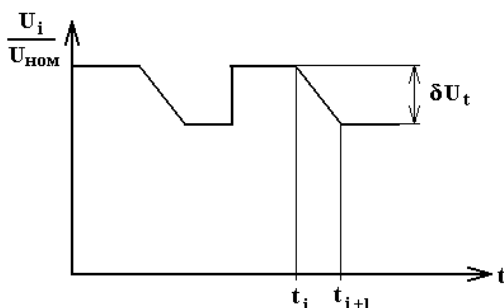


Рис. 1.16. Колебания напряжения произвольной формы

Колебания напряжения (рис. 1.16) – характеризуются размахом изменения напряжения и дозой фликера.

Размах изменения напряжения  $\delta U_t$  в процентах:

$$\delta U_t = \frac{|U_i - U_{i+1}|}{U_{\text{НОМ}}} \cdot 100\%,$$

где  $U_i, U_{i+1}$  – значения следующих один за другим экстремумов или экстремума и горизонтального участка огибающей среднеквадратичных значений напряжения основной частоты, определённых на каждом полупериоде основной частоты, В, кВ.

Допускается при коэффициенте искажения синусоидальности напряжения, не превышающем 5%, определять размах изменения напряжения в процентах по формуле

$$\delta U_t = \frac{|U_{ai} - U_{ai+1}|}{\sqrt{2}U_{\text{НОМ}}} \cdot 100\%,$$

где  $U_{ai}, U_{ai+1}$  – значения следующих один за другим экстремумов или экстремума и горизонтального участка огибающей амплитудных значений напряжения на каждом полупериоде основной частоты, В, кВ.

Предельно допустимые значения размаха изменения напряжения в зависимости от частоты повторения изменений напряжения  $F_{\delta U_t}$  или интервала между изменениями напряжения  $\Delta t_i - \Delta t_{i+1}$  равны значениям, определяемым по кривой 1 рис. 1.17. Для потребителей электрической энергии, располагающих лампами накаливания, в помещениях, где требуется значительное зрительное напряжение более жёсткие требования, определяемые кривой 2 рис. 1.17.

Вторая характеристика колебаний напряжения – доза фликера. Доза фликера – мера восприимчивости человека к воздействию фликера (субъективное восприятие человеком колебаний светового потока искусственного освещения, вызванного колебаниями напряжения) за установленный промежуток времени.

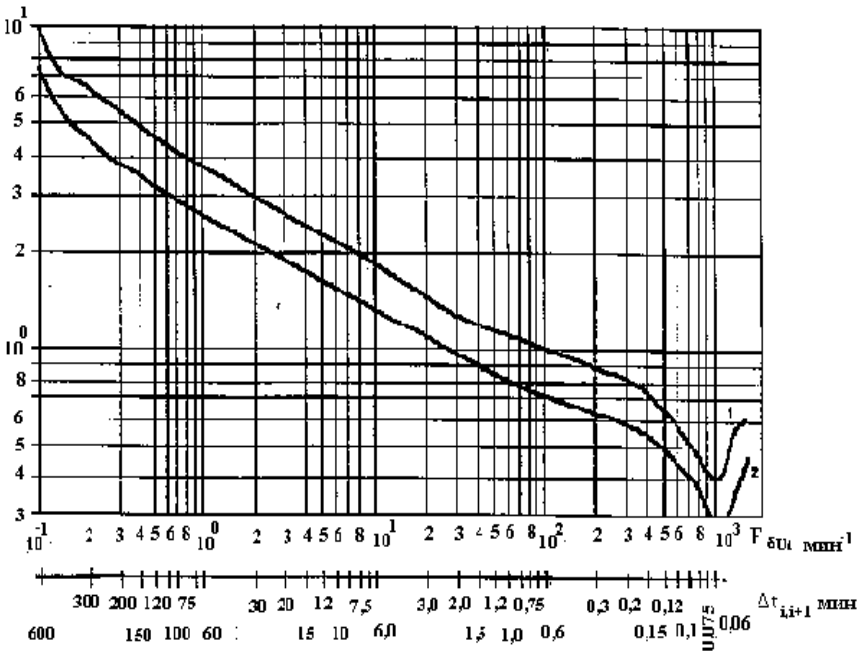


Рис. 1.17. Допускаемые размахи изменений напряжения в зависимости от частоты повторения изменений напряжения за минуту

Для вычисления дозы фликера сначала находим время восприятия фликера  $t_f$ :

$$t_f = 2,3(Fd)^{3/2},$$

где  $d$  – максимальное отклонение напряжения от максимального в процентах;  $F$  – коэффициент приведения, зависящий от вида кривых изменения напряжения, которые приведены в ГОСТ 13109–97.

Тогда кратковременная доза фликера

$$P_{st} = \left( \sum_f \frac{t}{T} \right)^{1/3,2},$$

где  $T$  – интервал времени наблюдения, 10 мин.

Длительная доза фликера вычисляется на интервале времени 2 часа. Предельно допустимые значения кратковременной дозы фликера в точке общего присоединения сетей 0,38 кВ равны 1,38, а для длительной – 1,0.

*Несинусоидальность напряжения* (рис. 1.18) характеризуется следующими показателями:

– коэффициентом искажения синусоидальности кривой напряжения  $K_U$ ;

– коэффициентом  $n$ -й гармонической составляющей напряжения  $K_{U(n)}$ .

Коэффициент искажения синусоидальности кривой напряжения  $K_U$  – отношение действующего напряжения высших гармоник к действующему значению первой гармоники.

$$K_U = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{40} U_{(n)}^2}}{U_{(1)}}.$$

Коэффициент  $n$ -й гармонической составляющей напряжения  $K_{U(n)}$  – отношение действующего значения напряжения  $n$ -й гармоники к действующему значению первой гармоники:

$$K_{U(n)} = \frac{U_{(n)}}{U_{(1)}} \cdot 100\%.$$

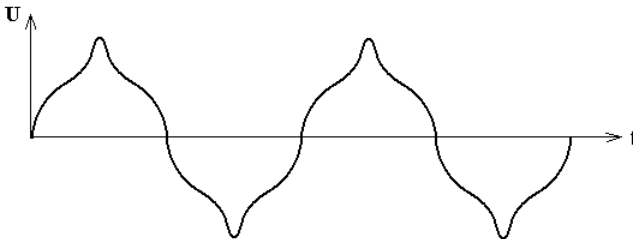


Рис. 1.18. Несинусоидальность напряжения

Нормально допустимые и предельно допустимые значения коэффициента искажения синусоидальности кривой напряжения в точках общего присоединения к электрическим сетям с разным номинальным напряжениям приведены в табл. 1.1.

### 1.1. Значения коэффициента искажения синусоидальности кривой напряжения в процентах

Нормально допустимое значение при $U_{ном}$ , кВ				Предельно допустимое значение при $U$ , кВ			
0,38	6...20	35	110...330	0,38	6...20	35	110...330
8,0	5,0	4,0	2,0	12,0	8,0	6,0	3,0

Нормально допустимые значения коэффициента  $n$ -й гармонической составляющей напряжения в точках общего присоединения к электрическим сетям с разным номинальным напряжением приведены в табл. 1.2.

Предельно допустимое значение коэффициента  $n$ -й гармонической составляющей напряжения вычисляют по формуле

$$K_{U(n)пред} = 1,5K_{U(n)норм}$$

где  $K_{U(n)норм}$  – нормально допустимое значение коэффициента  $n$ -й гармонической составляющей напряжения, определяемое по табл. 1.2.

*Несимметрия напряжений* характеризуется коэффициентами несимметрии напряжений:

- коэффициентом несимметрии напряжений по обратной последовательности;
- коэффициентом несимметрии напряжений по нулевой последовательности.

Эти коэффициенты соответственно равны отношению напряжений обратной и нулевой последовательности к напряжению прямой последовательности. Эти составляющие определяются либо методом симметричных составляющих, либо по формулам в стандарте, связывающим измененные междуфазные напряжения.

Допустимое и предельно допустимое значения коэффициентов несимметрии напряжений в точках общего присоединения к электрическим сетям равны 2,0 и 4,0% соответственно при номинальном напряжении 0,38 кВ. Нормы по нулевой последовательности относятся к точкам общего присоединения четырёхпроводных электрических сетей.

*Метод симметричных составляющих.* Для расчёта несимметричных режимов трёхфазных электрических цепей применяется метод симметричных составляющих, основанный на представлении любой трёхфазной несимметричной системы электрических или магнитных величин (токов, напряжений, магнитных потоков) в виде суммы трёх симметричных систем.

## 1.2. Значения коэффициента $n$ -й гармонической составляющей напряжения в процентах

Нечётные гармоники, не кратные 3, при $U$ , кВ					Нечётные гармоники, кратные 3* при $U$ , кВ					Чётные гармоники при $U$ , кВ				
$n$	0,38	6...20	35	10...330	$n$	0,38	6...20	35	110...330	$n$	0,38	6...20	35	110...330
5	6,0	4,0	3,0	1,5	3	5,0	3,0	3,0	1,5	2	2,0	1,5	1,0	0,5
7	5,0	3,0	2,5	1,0	9	1,5	1,0	1,0	0,4	4	1,0	0,7	0,5	0,3
11	3,5	2,0	2,0	1,0	15	0,3	0,3	0,3	0,2	6	0,5	0,3	0,3	0,2
13	3,0	2,0	1,5	0,7	21	0,2	0,2	0,2	0,2	8	0,5	0,3	0,3	0,2
17	2,0	1,5	1,0	0,5	>21	0,2	0,2	0,2	0,2	10	0,5	0,3	0,3	0,2
19	1,5	1,0	1,0	0,4						12	0,2	0,2	0,2	0,2
23	1,5	1,0	1,0	0,4						>12	0,2	0,2	0,2	0,2
25	1,5	1,0	1,0	0,4										
>25	$0,2 + 1,3 \cdot 25/n$	$0,2 + 0,8 \cdot 25/n$	$0,2 + 0,6 \cdot 25/n$	$0,2 + 0,2 \cdot 25/n$										

$n$  – номер гармонической составляющей напряжения.

\* Нормально допустимые значения, приведённые для  $n$ , равных 3 и 9, относятся к однофазным электрическим сетям. В трёхфазных трёхпроводных электрических сетях эти значения принимают вдвое меньшими приведённых в таблице.

Эти симметричные системы величин, образующих в совокупности несимметричную систему, носят название симметричных составляющих прямой, обратной и нулевой последовательностей. При этом под последовательностью подразумевается порядок следования во времени максимумов фазных величин. На рисунке 1.19 в виде примера показаны симметричные составляющие напряжений всех трёх последовательностей.

Векторы фазных напряжений трёхфазной системы обозначены буквами А, В и С. Три вектора образуют симметричную систему прямой последовательности, обозначаемую индексом 1, когда

$$A_1 = aB_1 = a^2C_1, \text{ иначе } B_1 = a^2A_1, C_1 = aA_1,$$

где  $a$  – фазный множитель трёхфазной системы.

Умножение на  $a$  поворачивает вектор на  $+120^\circ$  (рис. 1.20); умножение на  $a^{-1}$  поворачивает вектор на  $-120^\circ$  (или на  $240^\circ$ ). Вместе с тем поворот на  $+240^\circ$  выражается умножением на  $a^2$ :

$$a^2 = a^{-1} = 1240^\circ = 1 - 120^\circ = -0,5 - j\sqrt{3}/2.$$

Это соответствует равенству  $a^{-3} = 1$ . Отсюда следует простое соотношение:  $1 + a + a^2 = 0$ .

Три вектора прямой последовательности изображены слева на рис. 1.19, а; векторы обратной последовательности обозначены индексом 2. В системе обратной последовательности вектор  $B_2$  опережает вектор  $A_2$  на фазный угол  $2\pi/3$ , а вектор  $C_2$  отстаёт от вектора  $A_2$  на такой же угол  $2\pi/3$  (рис. 1.19, б).

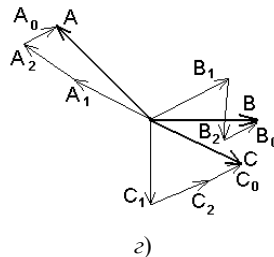
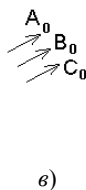
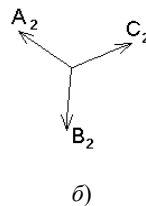
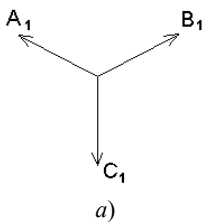
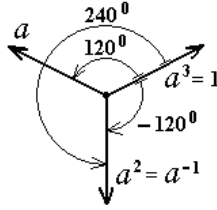


Рис. 1.19. Векторы прямой, обратной и нулевой последовательности



**Рис. 1.20. Умножение вектора на  $\alpha$**

Для векторов, образующих систему обратной последовательности:

$$B_2 = aA_2, \quad C_2 = a^2A_2.$$

Три вектора могут образовывать и третью симметричную систему – систему нулевой последовательности, в которой соответствующие векторы обозначены индексом 0. В этой системе три вектора  $A_0$ ,  $B_0$  и  $C_0$  равны друг другу:

$$A_0 = B_0 = C_0.$$

Складывая одноименные векторы трёх разных последовательностей, получаем несимметричную систему (рис. 1.19, з):

$$\left. \begin{aligned} A &= A_0 + A_1 + A_2; \\ B &= B_0 + B_1 + B_2; \\ C &= C_0 + C_1 + C_2. \end{aligned} \right\}$$

Выразив составляющие всех симметричных систем через соответствующие векторы  $A_0$ ,  $A_1$ ,  $A_2$ , представим систему равенств в виде

$$\left. \begin{aligned} A &= A_0 + A_1 + A_2; \\ B &= A_0 + a^2A_1 + aA_2; \\ C &= A_0 + aA_1 + a^2A_2. \end{aligned} \right\}$$

Определитель этой системы уравнений

$$\Delta = \begin{vmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{vmatrix} = 3(a - a^2) = j3\sqrt{3}$$

отличен от нуля. Следовательно, система всегда имеет решение при заданных значениях  $A$ ,  $B$  и  $C$ :

$$\left. \begin{aligned} A_0 &= (A + B + C)/3; \\ A_1 &= (A + aB + a^2C)/3; \\ A_2 &= (A + a^2B + aC)/3. \end{aligned} \right\}$$



Если учесть, что  $a^3 = 1$  и что  $1 + a + a^2 = 0$ , решение системы легко находится. Таким образом, для любой заданной системы трёх векторов А, В и С можно найти составляющие прямой, обратной и нулевой последовательностей.

Измерение коэффициента несимметрии напряжений по обратной последовательности  $K_{2U}$  для междуфазных напряжений осуществляют следующим образом. Для каждого  $i$ -го наблюдения за период времени, равный 24 ч, измеряют одновременно действующие значения междуфазных напряжений по основной частоте  $U_{AB(1)i}$ ,  $U_{BC(1)i}$ ,  $U_{CA(1)i}$  в вольтах.

Вычисляют действующее значение напряжения обратной последовательности основной частоты  $U_{2(1)i}$  по формуле

$$U_{2(1)i} = \sqrt{\frac{1}{12} \left[ \left( \sqrt{3}U_{AB(1)i} - \sqrt{4U_{BC(1)i}^2 - \left( \frac{U_{BC(1)i}^2 - U_{CA(1)i}^2}{U_{BC(1)i}^2} + U_{BC(1)i}^2 \right)} \right)^2 + \left( \frac{U_{BC(1)i}^2 - U_{CA(1)i}^2}{U_{AB(1)i}^2} + U_{BC(1)i}^2 \right)^2 \right]}.$$

Вычисляют коэффициент несимметрии напряжений по обратной последовательности  $K_{2U}$  в процентах как результат  $i$ -го наблюдения по формуле:

$$K_{2U_i} = \frac{U_{2(1)i}}{U_{1(1)i}} \cdot 100\%,$$

где  $U_{2(1)i}$  – действующее значение напряжения обратной последовательности основной частоты трёхфазной системы напряжений в  $i$ -м наблюдении, В;  $U_{1(1)i}$  – действующее значение напряжения последовательности основной частоты в  $i$ -м наблюдении, В.

При определении  $K_{2U}$  допускается:

- 1) определять методом симметричных составляющих;
- 2) вычислять  $U_{2(1)i}$  по приближённой формуле

$$U_{2(1)i} = 0,62(U_{нб(1)i} - U_{нм(1)i}),$$

где  $U_{нб(1)i}$ ,  $U_{нм(1)i}$  – наибольшее и наименьшее действующие значения из трёх междуфазных напряжений основной частоты в  $i$ -м наблюдении, В.

3) применять при вычислении вместо действующих значений междуфазных напряжений основной частоты действующие значения соответствующих напряжений с учётом гармонических составляющих этих напряжений при коэффициенте искажения синусоидальности напряжения, не превышающем 5%;

4) вычислять по формуле

$$K_{2U_i} = \frac{U_{2(1)i}}{U_{\text{номмф}}} \cdot 100\%,$$

где  $U_{\text{номмф}}$  – номинальное значение междуфазного напряжения, В.

Далее вычисляют значение коэффициента несимметрии напряжений по обратной последовательности в процентах как результат усреднения  $N$  наблюдений на интервале времени  $T_{VS}$ , равном 3 с, по формуле

$$K_{2U} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N K_{2U_i}^2}{N}}.$$

Число наблюдений  $N$  должно быть не менее 9.

Измерение коэффициента несимметрии напряжений по нулевой последовательности  $K_{0U_i}$  проводят в четырёхпроводных сетях следующим образом: для каждого  $i$ -го наблюдения за период времени, равный 24 ч, измеряют одновременно действующие значения трёх междуфазных и двух фазных напряжений основной частоты  $U_{AB(1)i}$ ,  $U_{BC(1)i}$ ,  $U_{CA(1)i}$ ,  $U_{A(1)i}$ ,  $U_{B(1)i}$ , в вольтах. Определяют действующее значение напряжения нулевой последовательности основной частоты  $U_{0(1)i}$  в  $i$ -м наблюдении по формуле

$$U_{0(1)i} = \frac{1}{6} \sqrt{\left[ \frac{U_{BC(1)i}^2 - U_{CA(1)i}^2}{U_{AB(1)i}^2} - 3 \frac{U_{B(1)i}^2 - U_{A(1)i}^2}{U_{AB(1)i}^2} \right] + \left[ \sqrt{4U_{BC(1)i}^2 - \left( \frac{U_{BC(1)i}^2 - U_{CA(1)i}^2}{U_{AB(1)i}^2} \right)} \right] - 3 \left[ \sqrt{4U_{B(1)i}^2 - \left( U_{AB(1)i}^2 + \frac{U_{B(1)i}^2 - U_{A(1)i}^2}{U_{AB(1)i}^2} \right)} \right]^2}.$$

Вычисляют коэффициент несимметрии напряжений по нулевой последовательности в процентах как результат  $i$ -го наблюдения по формуле

$$K_{0U_i} = \frac{\sqrt{3}U_{0(1)i}}{U_{1(1)i}},$$

где  $U_{0(1)i}$  – действующее значение напряжения нулевой последовательности основной частоты трёхфазной системы напряжений в  $i$ -м наблюдении, В;  $U_{1(1)i}$  – действующее значение междуфазного напряжения прямой последовательности основной частоты, В.

При определении  $K_{0U_i}$  допускается:

- 1) определять методом симметричных составляющих;
- 2) вычислять при симметрии междуфазных напряжений по приближённой формуле

$$U_{0(1)i} = 0,62(U_{\text{нб.ф}(1)i} - U_{\text{нб.ф}(1)i}),$$

где  $U_{\text{нб.ф}(1)i}$ ,  $U_{\text{нб.ф}(1)i}$  – наибольшее и наименьшее из трёх действующих значений фазных напряжений основной частоты в  $i$ -м наблюдении, В.

- 3) применять вместо действующих значений междуфазных и фазных напряжений основной частоты действующие значения соответствующих напряжений с учётом всех гармонических составляющих этих напряжений при коэффициенте искажения синусоидальности кривых напряжений, не превышающем 5%;
- 4) вычислять по формуле

$$K_{0U_i} = \frac{U_{0(1)i}}{U_{\text{ном.ф}}} \cdot 100\%,$$

где  $U_{\text{ном.ф}}$  – номинальное значение фазного напряжения, В.

Вычисляют значение коэффициента несимметрии напряжений по нулевой последовательности  $K_{0U}$  в процентах как результат усреднения  $N$  наблюдений на интервале времени равном 3 с, по формуле

$$K_{0U} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N K_{0U_i}^2}{N}}.$$

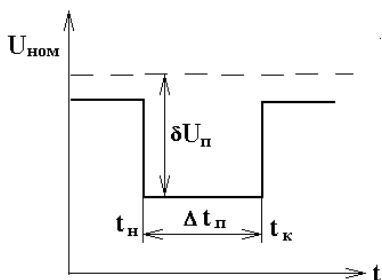
Число наблюдений  $N$  должно быть не менее 9.

*Отклонение частоты* определяется разностью текущего значения частоты переменного напряжения и её номинальным значением:

$$\Delta f = f_y - f_{\text{ном}},$$

где  $f_y$  – усреднённое значение частоты (при проведении нескольких наблюдений);  $f_{\text{ном}}$  – номинальное значение частоты, Гц.

Нормально допустимое и предельно допустимое значения отклонения частоты равны  $\pm 0,2$  и  $\pm 0,4$  Гц соответственно.



**Рис. 1.21. Провал напряжения**

*Провал напряжения* – внезапное снижение напряжения в точке сети ниже  $0,9U_{\text{НОМ}}$ , за которым следует восстановление напряжения до первоначального или близкого к нему.

Длительность провала напряжения (рис. 1.21)

$$\Delta t_{\text{П}} = t_{\text{К}} - t_{\text{Н}}$$

где  $t_{\text{К}}$ ,  $t_{\text{Н}}$  – начальный и конечный моменты времени провала напряжения.

Предельно допустимое значение длительности провала напряжения в электрических сетях напряжением до 20 кВ включительно равно 30 с.

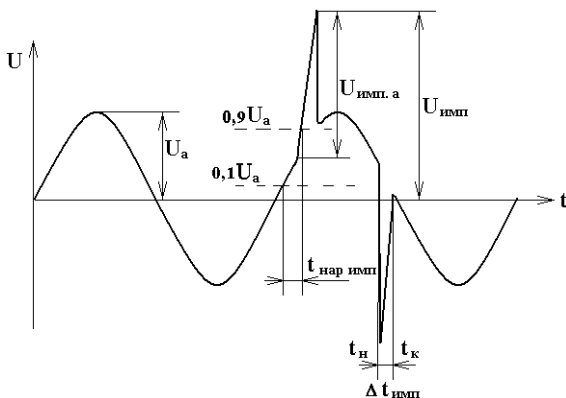
От колебания напряжения провал отличается большей величиной снижения напряжения, но на более короткий промежуток.

Соотношение характеристик провалов напряжения для городской кабельной сети 6...10 кВ с устройствами автоматического введения резервов приведено в табл. 1.3.

### 1.3. Нормы характеристик провала напряжения для городской кабельной сети 6...10 кВ с АВР

Глубина провала, %	Доля интервалов, %, при длительности провала, с				Всего, %
	0,2	0,5...0,7	1,5...3,0	3,0...30	
10...35	–	–	18	–	18
35...99	38	3	8	–	49
100	26	–	–	7	33
Итого	64	3	26	7	100

*Импульс напряжения* – резкое изменение напряжения в точке электрической сети, за которым следует восстановление напряжения до первоначального или близкому к нему уровню за промежуток времени до нескольких миллисекунд.



**Рис. 1.22. Параметры импульсного напряжения от 0,1 до 0,9 амплитуды – не менее 100 мкс**

Импульсное напряжение не должно превышать 6 кВ при длительности импульса ( $\Delta t_{\text{имп}}$ ) до 50 мкс, причём время нарастания импульсного напряжения ( $t_{\text{нар.имп}}$ ) от 0,1 до 0,9 амплитуды ( $U_a$ ) – не менее 1 мкс.

При длительности импульса до 5 мс импульсное напряжение должно быть не более 4,5 кВ при времени нарастания импульсного.

Импульсное напряжение  $U_{\text{имп}}$  в вольтах (рис. 1.22) измеряют как максимальное значение напряжения при резком его изменении.

*Временное перенапряжение* – повышение напряжения в точке электрической сети выше  $1,1U_{\text{ном}}$  продолжительностью более 10 мс, возникающее в системах электроснабжения при коммутациях или коротких замыканиях (рис. 1.23).

Характеризуется показателем коэффициента временного перенапряжения  $K_{\text{пер}U}$  и длительностью временного перенапряжения  $\Delta t_{\text{пер}U}$ :

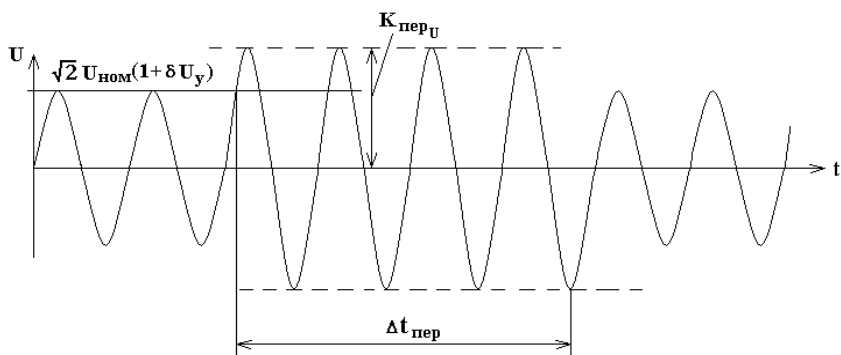
$$K_{\text{пер}U} = \frac{U_{a \text{ max}}}{\sqrt{2}U_{\text{ном}}},$$

где  $U_{a \text{ max}}$  – максимальное значение напряжения в момент перенапряжения;  $U_{\text{ном}}$  – номинальное значение напряжения.

Длительность временного перенапряжения:

$$\Delta t_{\text{пер}U} = t_{\text{кпер}} - t_{\text{нпер}}.$$

где  $t_{\text{нпер}}$  – момент времени превышения действующим значением напряжения уровня  $\sqrt{2}(1 + \delta U_y)U_{\text{ном}}$ ;  $t_{\text{кпер}}$  – момент времени спада напряжения до уровня  $-\sqrt{2}(1 + \delta U_y)U_{\text{ном}}$ .



**Рис. 1.23. Временное перенапряжение**

Значения коэффициента временного перенапряжения в точках присоединения электрической сети общего назначения в зависимости от длительности временных перенапряжений не превышают значений, указанных в табл. 1.4.

#### 1.4. Нормы на временное перенапряжение

Длительность временного перенапряжения $\Delta t_{перU}$ , с	До 1	До 20	До 60
Коэффициент временного перенапряжения $K_{перU}$ , о.е.	1,47	1,31	1,15

Для определения соответствия значений показателей качества электропитания вышеприведённым нормам показателей, за исключением длительности провала напряжения, импульсного напряжения, коэффициента временного перенапряжения, устанавливается минимальный интервал измерений, равный 24 часа.

Контроль качества электрической энергии проводят энергоснабжающие организации в точке общего присоединения. Периодичность измерений:

- 1) для установившегося отклонения напряжения – не реже двух раз в год;
- 2) для остальных показателей – не реже одного раза в два года при неизменности схемы сети и её элементов и незначительном изменении нагрузки потребителя, ухудшающем качество электроэнергии.

- Показатели качества электрической энергии в цепях постоянного тока:
- номинальное выходное напряжение  $U_{\text{ном}}$  ;
  - установившееся отклонение выходного напряжения  $\delta U_y$  ;
  - провалы напряжения: глубина провала напряжения  $\delta U_{\text{п}}$ , длительность провала напряжения  $\Delta t_{\text{п}}$  ;
  - импульсы напряжения: импульсное напряжение  $U_{\text{имп}}$ , длительность импульса  $\Delta t_{\text{имп}}$  ;
  - импульсы тока;
  - КПД преобразователей переменного напряжения в постоянное;
  - пульсации напряжения: действующее значение пульсаций напряжения гармонических составляющих; действующее значение пульсаций напряжения суммы гармонических составляющих; псофометрическое значение напряжения пульсации;
  - регулируемая установка постоянного напряжения  $\delta U_{\text{рег}}$  (тока  $\delta I_{\text{рег}}$ );
  - переходное отклонение выходного постоянного напряжения  $\delta U_{\text{пер}}$  и время восстановления напряжения  $t_U$  ;
  - пульсации напряжения, создаваемые преобразователем во входной цепи: коэффициентом пульсации во входной электрической цепи  $k_{\text{пуль}} U_{\text{вх}}$

*Номинальное выходное напряжение.* Номинальные значения напряжения постоянного тока должны соответствовать значениям типового ряда: 24, 48, 60 В.

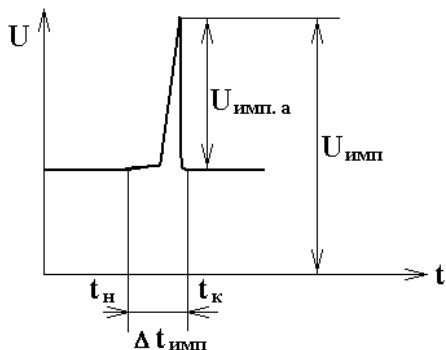
Измерение выходного напряжения проводят методом непосредственной оценки. Используются следующие средства измерений: цифровые и аналоговые вольтметры постоянного тока.

*Установившееся отклонение выходного напряжения  $\delta U_y$*  (табл. 1.5).

### 1.5. Нормы на отклонение выходного напряжения

Номинальное напряжение, В	$\delta U_y$
24	+4/-3,6
48	+9/-7,5
60	+12/-12

*Провал напряжения* характеризуется длительностью провала напряжения  $\Delta t_{\text{п}}$ , которая должна быть не более 0,05 с при глубине провала напряжения 20% в цепи нагрузки при коммутации и КЗ, когда ток КЗ не превышает 1000 А.



**Рис. 1.24.** Параметры импульсного напряжения

*Импульс напряжения* характеризуется показателем импульсного напряжения  $U_{\text{имп}}$  и длительностью импульса (рис. 1.24). Импульсное напряжение при коммутации и КЗ в цепи нагрузки не должно превышать  $1,4U_{\text{ном}}$  при длительности импульса на уровне 0,5 амплитуды до 0,005 с.

*Импульс тока* характеризуется величиной импульса относительно номинального значения (табл. 1.6).

### 1.6. Нормы на величину импульса тока

Длительность импульса тока	Предельно допустимые значения
0,1...1 мс	$50 I_{\text{ном}}$
1...10 мс	$20 I_{\text{ном}}$
10...0,1 с	$6 I_{\text{ном}}$
0,1...1 с	$4 I_{\text{ном}}$

*КПД преобразователей переменного напряжения в постоянное* должно быть не менее 0,8 при выходной мощности до 2 кВт и 0,9 при более высокой мощности.

Для преобразователей, работающих в выпрямительном и инверторном режимах, КПД определяют в выпрямительном режиме:

$$\eta = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}} + P_{\text{доп}}} \cdot 100\%,$$

где  $P_{\text{вх}}$  – мощность, измеренная на входе, Вт;  $P_{\text{вых}}$  – мощность, измеренная на выходе, Вт;  $P_{\text{доп}}$  – мощность, потребляемая вспомогательными устройствами, Вт. (вентиляторы, автоматика и т.д.).



Пульсации напряжения характеризуются действующим значением пульсаций напряжения отдельных гармонических составляющих; действующим значением пульсаций напряжения суммы гармонических составляющих, псофометрическим значением напряжения пульсации.

Пульсации напряжения по действующему значению  $n$ -й гармонической составляющей должны быть не более 50 мВ в диапазоне до 300 Гц и не более 7 мВ в диапазоне 300 Гц...150 кГц

Пульсации напряжения по действующему значению суммы гармонических составляющих, в диапазоне частот от 25 до 150 кГц должны быть не более 50 мВ.

Пульсации напряжения по псофометрическому действующему значению не более 2 мВ.

$$U_{\text{псоф}} = \sqrt{\sum_{k=2} (pU)^2}.$$

Псофометрический коэффициент учитывает различную чувствительность человеческого уха к гармоникам разных частот. Его величина определена экспериментально с учётом свойств микротелефона и человеческого уха. Псофометрический коэффициент, учитывающий количественное влияние гармоники, обладающий частотой 800 Гц, принят условно равным единице. Относительное влияние гармоник, обладающих другими частотами, характеризуется величиной псофометрического коэффициента. На рисунке 1.25 приведена его зависимость от частоты.

Вычисляют коэффициент пульсаций напряжения  $k_{\text{пул}}$ , в процентах (рис. 1.26), по формуле

$$k_{\text{пул}} = \frac{|U_{\text{пул}}|}{U_{\text{ном}}} \cdot 100\%.$$

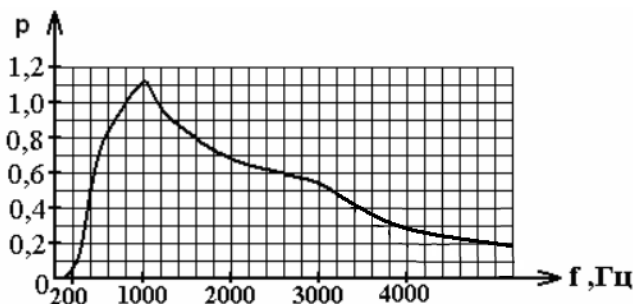
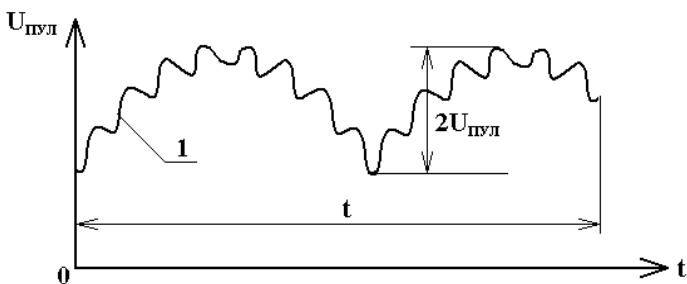


Рис. 1.25. Кривая значений псофометрического коэффициента



**Рис. 1.26.** Измерение переменной составляющей пульсирующего напряжения  $U_{\text{пульс}}$

Регулируемая установка постоянного напряжения  $\delta U_{\text{пер}}$  (тока  $\delta I_{\text{пер}}$ ).

Переходное отклонение выходного постоянного напряжения  $\delta U_{\text{пер}}$  и время восстановления напряжения  $t_U$ .

Значение переходного отклонения напряжения  $\delta U_{\text{пер}}$ , в процентах, вычисляют по формуле

$$\delta U_{\text{пер}} = \frac{\Delta U_{\text{пер}}}{U_{\text{ном}}} \cdot 100\%.$$

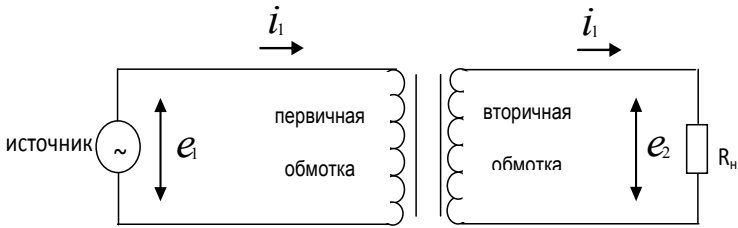
Время восстановления напряжения определяют по осциллограммам. Отсчитывают временные интервалы в секундах от момента скачкообразного изменения значения выходного напряжения до момента вхождения его в зону предельных нормированных значений установившегося отклонения напряжения ( $\pm \Delta U_{\text{у.ном}}$ ) без выхода из этой зоны. За время восстановления напряжения  $t_U$  принимают наибольшее значение измеренного временного интервала.

## 2. ТРАНСФОРМАТОРЫ ПИТАНИЯ

Работа трансформатора базируется на законе Фарадея, который гласит, что переменный магнитный поток  $\Phi$ , созданный внутри катушки из  $N$  витков провода, наводит на её зажимах напряжение:

$$e_{\text{индуцированное}} = N \frac{d\Phi}{dt},$$

где  $N$  – число витков катушки;  $\frac{d\Phi}{dt}$  – скорость изменения магнитного потока в Веб/с.



**Рис. 2.1. Схема включения трансформатора**

Это соотношение обратимо в том смысле, что переменное напряжение  $e$ , будучи приложено к катушке, создаёт внутри неё переменный магнитный поток  $\Phi$  в соответствии с написанным выше соотношением.

Простейший трансформатор состоит из двух обмоток, помещённых на один общий магнитопровод. Переменное напряжение от внешнего источника энергии  $e_1$  прикладывается к одной из обмоток, которую называют первичной, а к выводам другой подключают нагрузку (рис. 2.1).

Обозначим  $N_1$  и  $N_2$  – число витков первичной и вторичной обмоток:

$$e_1 = N_1 \frac{d\Phi}{dt} \text{ (закон Фарадея) или } \frac{e_1}{N} = \frac{d\Phi}{dt}.$$

Поскольку тот же поток  $\Phi$  пронизывает вторичную обмотку, то

$$e_2 = N_2 \frac{d\Phi}{dt} = N_2 \frac{e_1}{N_1}.$$

Окончательно  $\frac{e_2}{e_1} = \frac{N_2}{N_1} = n$  или  $e_2 = ne_1$ .

Число  $n$  называют коэффициентом трансформации. Как видим, этот коэффициент определяется отношением числа витков.

Если  $n > 1$ , трансформатор называют повышающим; если  $n < 1$ , то трансформатор называют понижающим.

Идеальный трансформатор (трансформатор без потерь) передаёт во вторичную цепь всю энергию, которую он получает от источника. Поэтому  $P_1 = P_2$  или  $e_1 i_1 = e_2 i_2$ .

Следовательно,  $\frac{i_1}{i_2} = \frac{e_2}{e_1} = n$ . Итак,  $\frac{i_1}{i_2} = \frac{N_2}{N_1} = n$ .

Это соотношение говорит о том, что на выходе понижающего трансформатора имеется пониженное напряжение, но зато повышенный ток по сравнению с входом, т.е. первичной обмоткой.

На выходе повышающего трансформатора, наоборот, получаем повышенное напряжение и пониженный ток по сравнению с входом.

Найдём теперь входное сопротивление  $R_{\text{вх}}$  трансформатора, нагруженного на  $R_{\text{н}}$ , т.е. сопротивление нагрузки, пересчитанное в цепь первичной обмотки:

$$R_{\text{вх}} = R'_{\text{н}} = \frac{e_1}{i_1} = \frac{e'_2 n}{i_2 n} = \frac{e_2}{i_2} \frac{1}{n^2} = \frac{R_{\text{н}}}{n^2}.$$

Итак,  $R_{\text{вх}} = R'_{\text{н}} = \frac{R_{\text{н}}}{n^2}$ , т.е. трансформатор трансформирует сопротивление

нагрузки с коэффициентом  $n^2$ .

Полученные соотношения для трансформации токов, напряжений и сопротивлений позволяют упростить *расчёт электрических цепей*, содержащих идеальный трансформатор:

- 1) путём переноса всех элементов в цепь первичной обмотки;
- 2) путём переноса всех элементов в цепь вторичной обмотки.

Примеры такого переноса показаны на рис. 2.2 и 2.3.

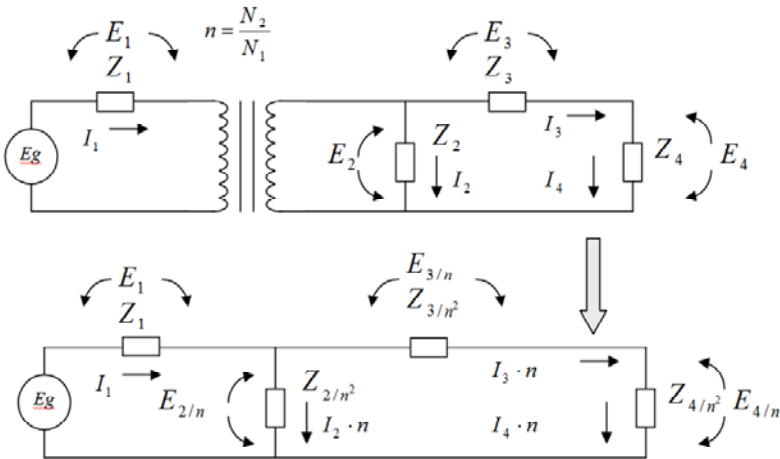


Рис. 2.2. Перенос всех элементов в цепь первичной обмотки

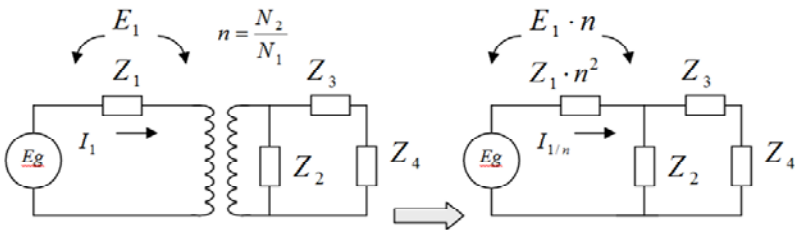


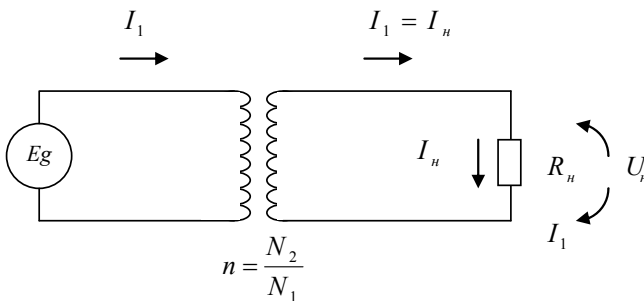
Рис. 2.3. Перенос всех элементов в цепь вторичной обмотки

Основными характеристиками реального трансформатора являются:

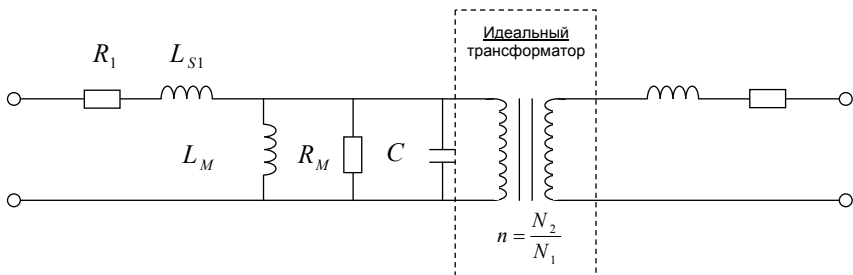
- 1) электрическая схема с указанием выводов каждой обмотки;
- 2) номинальное напряжение первичной обмотки;
- 3) номинальное напряжение вторичной обмотки при номинальной нагрузке;
- 4) номинальная мощность трансформатора в ВА или номинальный ток вторичной обмотки.

Все указанные характеристики обычно маркируются на корпусе самого трансформатора.

Для расчёта простейшей электрической цепи (рис. 2.4) реальный трансформатор заменяют идеальным с тем же коэффициентом трансформации  $n$ , но содержащим дополнительные элементы, как это показано на рис. 2.5.



**Рис. 2.4. Трансформатор с нагрузкой**



**Рис. 2.5. Схема замещения реального трансформатора:**

$R_1, R_2$  – сопротивления обмоток;  $L_{S1}, L_{S2}$  – индуктивности рассеяния обмоток;  $L_M$  – индуктивность намагничивания магнитопровода;  $R_M$  – сопротивление учитывающее потери в железе;  $C$  – паразитная ёмкость

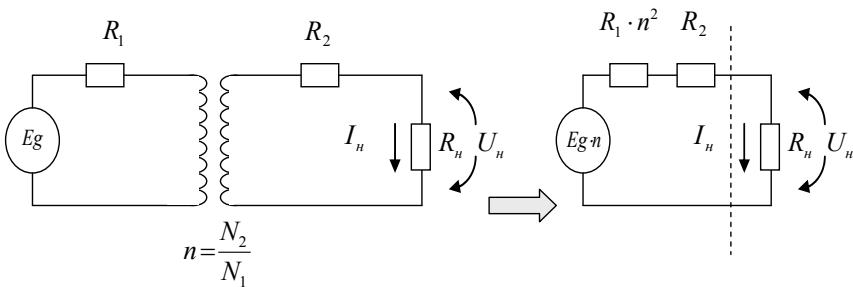


Рис. 2.6. Эквивалентная схема для цепи (рис. 2.4)

Обычно эту схему замещения упрощают, оставляя в ней только  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $L_{S1}$  и  $L_{S2}$ , а ещё чаще только  $R_1$  и  $R_2$ . В последнем случае электрическая цепь на рис. 2.4 может быть приведена к виду, показанному на рис. 2.6.

Видно, что источник напряжения  $E_g$  с трансформатором может быть заменён эквивалентным ему генератором Тевенена с внутренним сопротивлением  $R_{вн} = R_1 n^2 + R_2$  и ЭДС  $E_g n$ .

### 3. ВЫПРЯМИТЕЛИ

Выпрямители служат для преобразования переменного напряжения в постоянное (пульсирующее).

Обычно для выпрямления используют  $PN$ -диоды (чаще всего кремниевые), структура и условное обозначение которых представлены на рис. 3.1.

Выпрямительный диод хорошо проводит ток в прямом направлении (от анода к катоду) и практически не проводит тока в обратном направлении. На рисунке 3.2 приведена типичная вольтамперная характеристика (ВАХ) кремниевого выпрямительного диода.

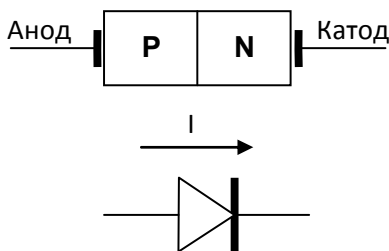
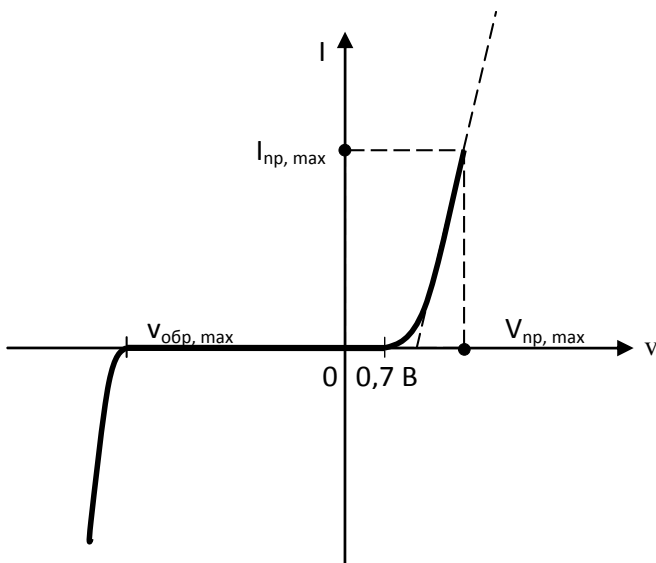


Рис. 3.1. Структура и условное обозначение  $P$ - $N$ -перехода



**Рис. 3.2. ВАХ кремниевого выпрямительного диода**

В достаточно широкой области напряжений (но не во всей!) ход этой характеристики хорошо описывается выражением:

$$I = I_{\text{обр}} \left( e^{\frac{U}{V_t}} - 1 \right),$$

где  $I_{\text{обр}}$  – обратный ток  $PN$ -перехода;  $U$  – приложенное к диоду напряжение;  $V_t = \frac{kT}{q}$  – тепловой потенциал,  $k$  – постоянная Больцмана,  $T$  – абсолютная температура,  $q$  – заряд электрона (при  $T = 300$  К тепловой потенциал  $V_t$  примерно равен 0,025 В).

При превышении предельных значений  $I_{\text{пр, max}}$  или  $U_{\text{обр, max}}$  нормальная работа диода нарушается, вплоть до его разрушения.

Основные параметры выпрямительного диода:

- предельно-допустимое среднее значение выпрямленного тока  $I_{\text{пр, ср}}$  ;
- предельно-допустимое обратное напряжение  $U_{\text{обр, max}}$  ;
- предельно-допустимое импульсное значение прямого тока  $I_{\text{пр, и}}$  .

Кроме этих основных параметров в паспортных данных на диод обычно указывают:

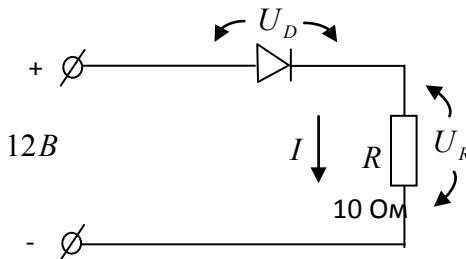
- обратный ток диода  $U_{обр}$  ;
- время обратного восстановления (это время, за которое проводящий диод запирается при смене полярности приложенного напряжения)  $t_{ос,обр}$  ;
- максимально допустимую частоту  $f_x$  .

Расчёт *электрической цепи, содержащей диоды*, существенно упрощается, если принять следующие допущения:

- 1) в прямом (проводящем) направлении напряжение на диоде  $U_D \approx 0,7$  В каков бы ни был ток через диод;
- 2) в обратном (на проводящем) направлении ток через диод  $I_D \approx 0$  каково бы ни было напряжение, приложенное к диоду.

**Пример**

Напряжение +12 В приложено к цепи



Определить: 1)  $U_D = ?$  2)  $U_R = ?$  3)  $I = ?$

*Решение*

При заданной полярности приложенного напряжения диод проводит ток. Тогда

$$1) U_D = 0,7 \text{ В}; \quad 2) U_R = 12 \text{ В} - U_D \approx 11,3 \text{ В}; \quad 3) I = \frac{U_R}{10 \text{ Ом}} = 1,13 \text{ А} .$$

В течение положительного полупериода напряжения  $e_2$  *однополупериодный диод* (рис. 3.3) проводит ток.

В итоге можно представить хронограммы всех напряжений (рис. 3.4).

Напряжение на выходе выпрямителя имеет пульсирующий характер, изменяясь от нуля до некоторого максимального значения. Основными параметрами выпрямленного напряжения являются:

- 1) максимальное (пиковое) значение

$$U_{\text{вып. max}} = E_{2, \text{max}} - 0,7 \text{ В} = E_{2, \text{эфф}} \sqrt{2} - 0,7 \text{ В};$$



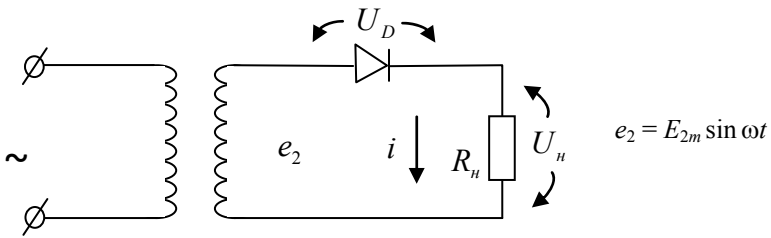


Рис. 3.3. Схема однополупериодного выпрямителя

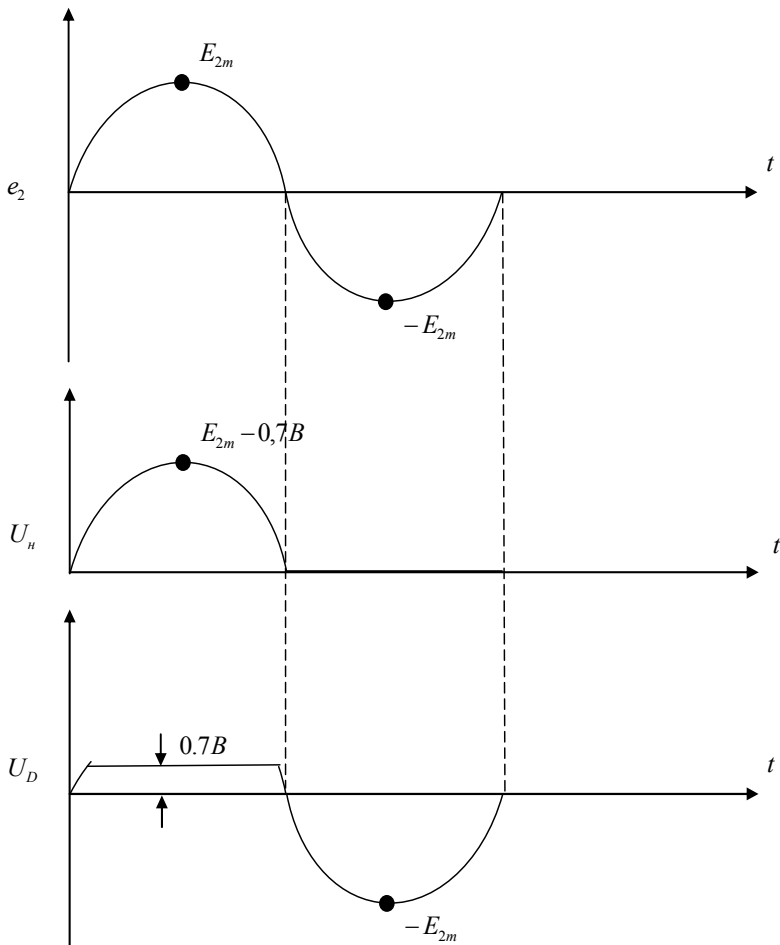


Рис. 3.4. Хронограмма напряжений в выпрямителе

2) среднее значение

$$U_{\text{вып. ср}} = \frac{1}{T} \int_0^T U_{\text{вып}} dt = \frac{U_{\text{вып. max}}}{\pi} \approx \frac{1}{3} U_{\text{вып. max}} ;$$

3) уровень пульсаций

$$\Delta U_{\text{вып}} = U_{\text{вып. max}} - U_{\text{вып. min}} = U_{\text{вып. max}} .$$

Видно, что однополупериодное выпрямление не очень эффективно: среднее значение выпрямленного напряжения сравнительно невелико, а уровень пульсаций велик.

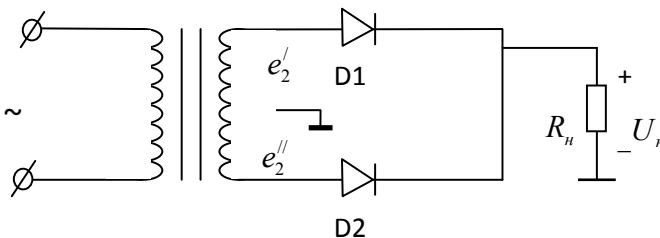
Для того чтобы выбранный диод нормально работал в схеме однополупериодного выпрямителя, нужно, чтобы его параметры  $I_{\text{пр, ср}}$  и  $U_{\text{обр, max}}$  удовлетворяли условию

$$I_{\text{пр, ср}} > \frac{U_{\text{вып, ср}}}{R_{\text{н}}} ;$$

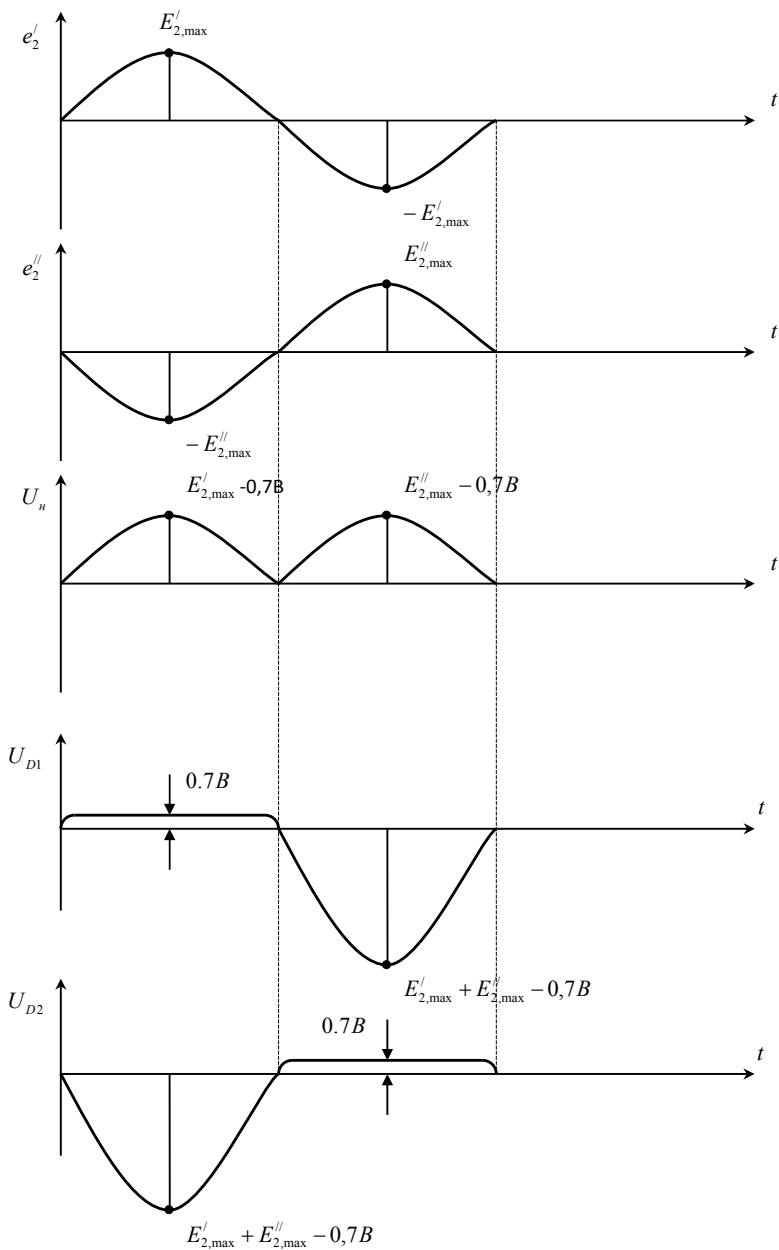
$$U_{\text{обр, max}} > E_{2, \text{max}} - 0,7 \text{ В} .$$

Рассмотрим *двухполупериодный выпрямитель со средней точкой*. Трансформатор со средней точкой выдаёт два симметричных напряжения  $e_2'$  и  $e_2''$  относительно этой средней точки, которые находятся в противофазе. Диод D1 проводит во время положительного полупериода напряжения  $e_2'$ , тогда как диод D2 закрыт в это время отрицательным полупериодом напряжения  $e_2''$ . В следующем полупериоде проводит диод D2, а диод D1 закрыт. В итоге, на нагрузке появляется положительная полуволна напряжения  $e_2'$ , а затем  $e_2''$ , одна за другой и т.д. (рис. 3.5).

Хронограмма напряжений в двухполупериодном однофазном выпрямителе со средней точкой представлена на рис. 3.6.



**Рис. 3.5.** Двухполупериодный однофазный выпрямитель со средней точкой



**Рис. 3.6. Хронограмма напряжений в двухполупериодном однофазном выпрямителе со средней точкой**

Выходное напряжение выпрямителя имеет при этом следующие параметры:

- 1) максимальное (пиковое) значение

$$U_{\text{вых, max}} = E'_{2, \text{max}} - 0,7 \text{ В} = E'_{2, \text{эфф}} \sqrt{2} - 0,7 \text{ В};$$

- 2) среднее значение

$$U_{\text{вых, ср}} = \frac{1}{T} \int_0^T U_{\text{вых}} dt = 2 \frac{U_{\text{вых, max}}}{\pi} \approx \frac{2}{3} U_{\text{вых, max}};$$

- 3) уровень пульсаций

$$\Delta U_{\text{вых}} = U_{\text{вых, max}} - U_{\text{вых, min}} = U_{\text{вых, max}}.$$

Видно, что двухполупериодное выпрямление даёт выигрыш по  $U_{\text{вых, ср}}$ , по сравнению с однополупериодным, однако требует приложения более сложного трансформатора.

Для того чтобы выбранные диоды нормально работали в схеме двухполупериодного выпрямителя со средней точкой, нужно чтобы параметры каждого диода удовлетворяли условию

$$I_{\text{пр, ср}} > \frac{1}{2} \frac{U_{\text{вып, ср}}}{R_{\text{н}}};$$

$$U_{\text{обр, max}} > E'_{2, \text{max}} + E'_{2, \text{max}} - 0,7 \text{ В}.$$

Рассмотрим *мостовой двухполупериодный выпрямитель*. В течение положительного полупериода  $C_2$  проводят диоды  $D_1$  и  $D_2$ , и на  $R_{\text{н}}$  выделяется положительная полуволна напряжения  $e_2$  за минусом двух падений напряжения  $0,7 \text{ В}$  на диодах  $D_1$  и  $D_2$ . Во время отрицательного полупериода  $C_2$  проводят диоды  $D_3$  и  $D_4$ , что приводит к появлению ещё одной положительной полуволны на нагрузке  $R_{\text{н}}$  (рис. 3.7).

Хронограммы напряжений в мостовом двухполупериодном выпрямителе представлены на рис. 3.8.

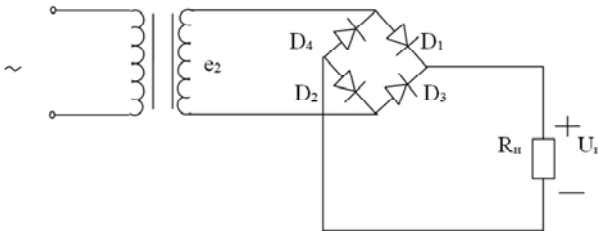
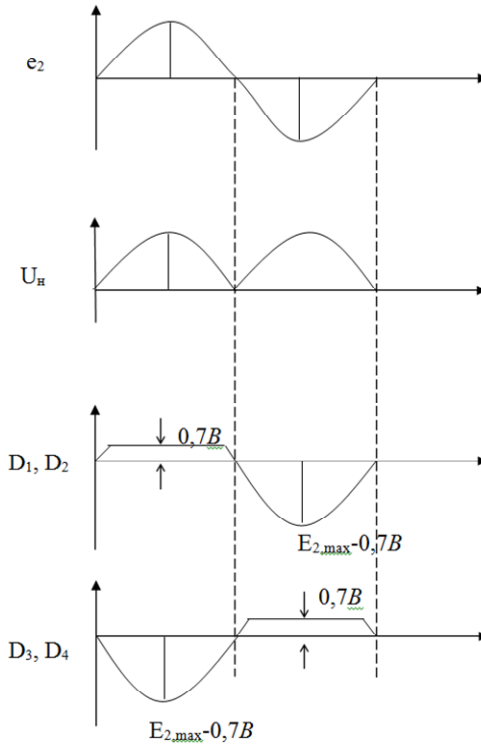


Рис. 3.7. Мостовой двухполупериодный выпрямитель



**Рис. 3.8. Хронограммы напряжений в мостовом двухполупериодном выпрямителе**

Параметры выходного напряжения практически те же, что и для двухполупериодного напряжения со средней точкой:

$$1) U_{\text{вып, max}} = E_{2, \text{max}} - 0,4 \text{ В}; \quad 2) U_{\text{вып, ср}} = 2 \frac{U_{\text{вып, max}}}{\pi} \approx \frac{2}{3} U_{\text{вып, max}};$$

$$3) \Delta U_{\text{вых}} = U_{\text{вып, max}} \cdot$$

Выбор диодов осуществляется из условия

$$I_{\text{пр, ср}} > \frac{1}{2} \frac{U_{\text{вып, ср}}}{R_{\text{н}}}; \quad U_{\text{обр, max}} > E_{2, \text{max}} - 0,7 \text{ В}.$$

Потери напряжения в мостовом выпрямителе составляют 1,4 В, вместо 0,7 В для выпрямителя со средней точкой, зато его трансформатор намного проще и дешевле, а диоды испытывают вдвое меньшее напряжение  $U_{\text{обр}}$ .

## 4. ФИЛЬТРАЦИЯ

Ёмкостной фильтр является простейшим и в то же время распространённым средством уменьшения пульсаций выпрямленного напряжения (рис. 4.1).

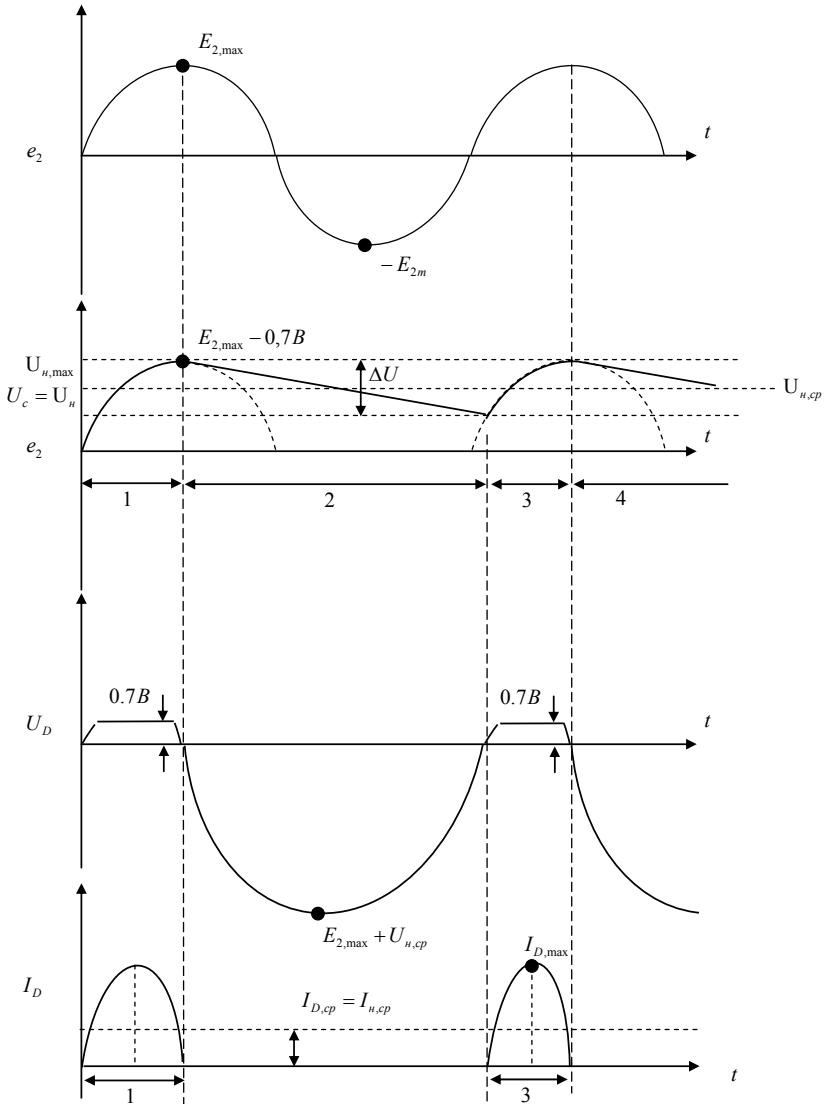


Рис. 4.1. Хронограмма выпрямителя с ёмкостным фильтром

На интервале 1 конденсатор заряжается до  $U_{н, \max} = U_{2, \max} - 0,7 \text{ В}$ , запасая энергию в своей ёмкости  $C$ .

На интервале 2 напряжение на диоде отрицательно и он заблокирован. Конденсатор разряжается на  $R_n$ , отдавая нагрузке запасённую энергию.

На интервале 3 диод опять проводит ток и конденсатор подзаряжается до  $U_{н, \max}$ .

На интервале 4 диод заблокирован, а конденсатор разряжается через  $R_n$  и т.д.

Видно, что за счёт действия остаточного напряжения на конденсаторе:

1) выпрямленное напряжение уже не спадает до нуля;

2) диод остаётся заблокирован большую часть периода сетевого напряжения.

В силу такой особенности функционирования диод проводит ток короткими импульсами, которые значительно превосходят средний ток  $I_{н, \text{ср}}$ . Средний ток диода  $I_{D, \text{ср}}$ , конечно, обязан быть равным среднему току нагрузки  $I_{н, \text{ср}}$ .

Для расчёта остаточных пульсаций  $\Delta U$  полагают, что во время разряда конденсатора через  $R_n$  ток разряда остаётся примерно постоянным и равным  $I_{н, \text{ср}}$ . Кроме того, полагают, что время заряда конденсатора гораздо меньше, чем время разряда, так что разряд занимает практически весь период выпрямленного напряжения.

Выходное напряжение выпрямителя с фильтром имеет следующие параметры:

1) максимальное значение

$$U_{\text{вып, max}} = E_{2, \text{max}} - 0,7 \text{ В};$$

2) уровень пульсаций

$$\Delta U \approx \frac{I_{н, \text{ср}}}{C f_{\text{пульсаций}}};$$

3) среднее значение

$$U_{\text{вып, ср}} = U_{\text{вып, max}} - \frac{1}{2} \Delta U;$$

4) коэффициент пульсаций

$$\gamma = \frac{\Delta U}{U_{\text{вып, max}}}.$$

Для того чтобы выбранный диод нормально работал, нужно чтобы его параметры удовлетворяли условию

$$I_{\text{пр, ср}} > I_{\text{н, ср}}; \quad U_{\text{обр, max}} > E_{2, \text{max}} + U_{\text{н, ср}}.$$

При заданном токе нагрузки  $I_{\text{н}}$  и заданном уровне пульсаций  $\Delta U$  конденсатор фильтра должен иметь ёмкость

$$C \geq \frac{I_{\text{н}}}{\Delta U f_{\text{пульсаций}}}.$$

*Индуктивный фильтр* состоит из катушки индуктивности включенной последовательно с нагрузкой рис. 4.2.

Катушка индуктивности сглаживает колебания тока, а, следовательно, и напряжение на нагрузке. В итоге, хронограмма напряжений будет иметь вид, представленный на рис. 4.3.

Индуктивность  $L$  выбирается из условия

$$X_L \gg R_{\text{н}},$$

где  $X_L = \omega_{\text{г пульсаций}} L = 2\pi f_{\text{пульсаций}} L$ .

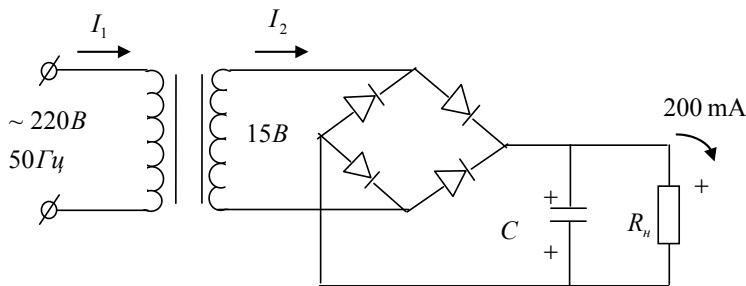


Рис. 4.2. Схема выпрямителя с индуктивным фильтром

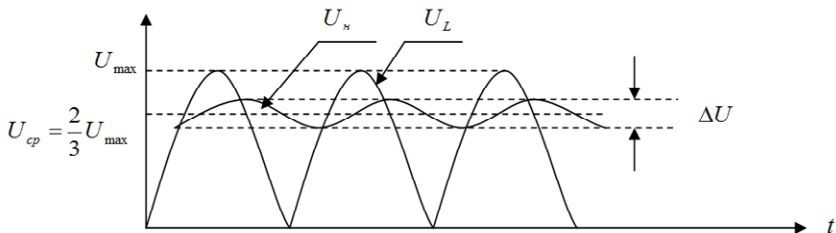


Рис. 4.3. Хронограмма напряжений в выпрямителе



При таком выборе индуктивности фильтра остаточные пульсации на нагрузке будут  $\Delta U \approx U_{\max} \frac{R_H}{X_L}$ .

*LC фильтр.* При ёмкостном фильтре пульсации увеличиваются, когда  $R_H$  уменьшается. Наоборот, в индуктивном фильтре они уменьшаются при уменьшении  $R_H$ .

Комбинация из  $L$  и  $C$  позволяет получить хорошую фильтрацию независимо от  $R_H$  (рис. 4.4).

В этом случае пульсации на входе  $\Delta U \approx U_{\max} \frac{X_C}{X_L}$ .

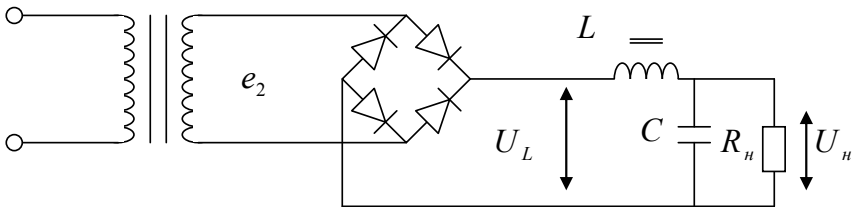


Рис. 4.4. Схема выпрямителя с LC фильтром

Схема фильтра CLC представлена на рис. 4.5.

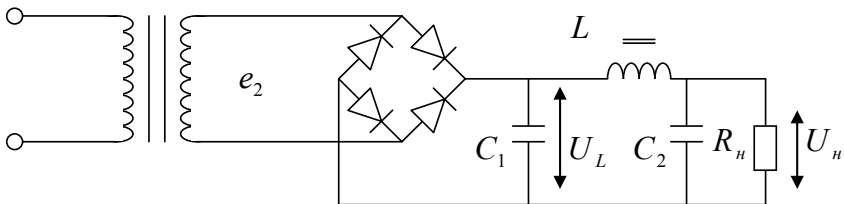


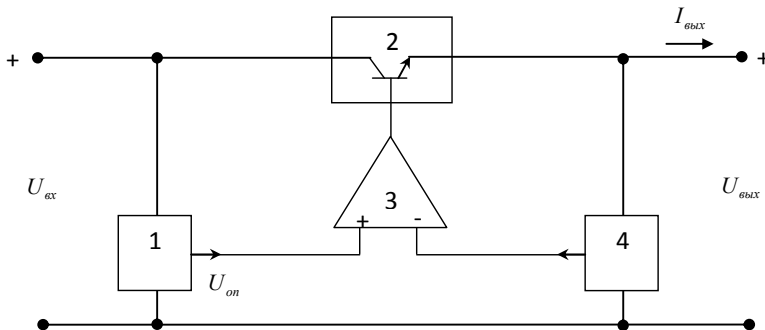
Рис. 4.5. Схема выпрямителя с CLC фильтром

$$\Delta U_L \approx \frac{I_{H, \text{ср}}}{C_1 f_{\text{пульсаций}}}; \quad \Delta U_H = \Delta U_L \frac{X_{C_2}}{X_L}.$$

Таким образом, применение CLC фильтров позволит более качественно осуществлять фильтрацию выпрямленного напряжения.

## 5. ЛИНЕЙНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПЯЖЕНИЯ

Структурная схема линейного стабилизатора представлена на рис. 5.1.

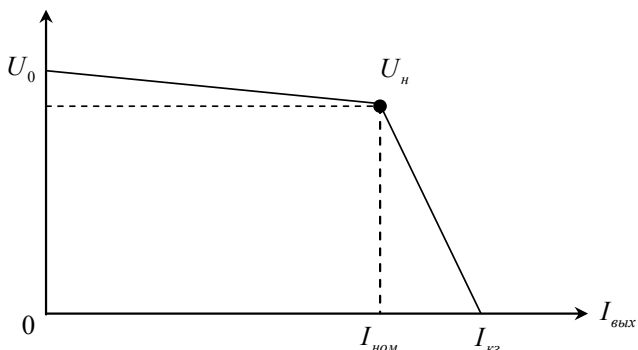


**Рис. 5.1. Структурная схема линейного стабилизатора:**

- 1 – источник опорного напряжения; 2 – регулирующий элемент (обычно транзистор); 3 – компаратор (усилитель сигнала ошибки); 4 – датчик выходного напряжения (обычно резистивный делитель напряжения)

Схема работает по принципу автоматического регулирования: любое отклонение выходного напряжения от заданного уровня усиливается компаратором и подаётся на контур обратной связи в противофазе с исходным возмущением, что приводит к практически полной компенсации этого возмущения.

Выходная характеристика стабилизатора имеет вид, представленный на рис. 5.2.



**Рис. 5.2. Выходная характеристика стабилизатора:**

- $U_0$  – выходное напряжение холостого хода ( $I_{\text{вых}} = 0$ );  
 $U_n$  – выходное напряжение при номинальной (максимальной) нагрузке, когда  $I_{\text{вых}} = I_{\text{ном}}$ ;  $I_{\text{кз}}$  – выходной ток короткого замыкания

Основные параметры стабилизатора можно разделить на две группы.

I группа – предельно-допустимые значения электрических величин:

$U_{\text{вх,max}}$  – максимальное входное напряжение;

$I_{\text{вых,max}}$  – максимальный выходной ток;

$P_{\text{max}}$  – максимальная рассеиваемая мощность.

II группа – параметры, характеризующие качество стабилизатора:

$K_U = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta U_{\text{вх}}} \cdot 100$  – стабилизация по входному напряжению, %;

$K_I = \frac{U_{\text{н}} - U_0}{U_0} \cdot 100$  – стабилизация по току, %;

$\alpha_T = \frac{U_{\text{вых,T2}} - U_{\text{вых,T1}}}{U_{\text{вых,T1}} \cdot \Delta T} \cdot 100$  – относительный температурный коэффициент выходного напряжения, %/°C;

$K_{\text{сг}} = 20 \lg \frac{U_{\text{вх}} \sim}{U_{\text{вых}} \sim}$  – коэффициент сглаживания пульсаций, дБ.

Типовая схема включения *интегрального стабилизатора напряжения LM723* представлена на рис. 5.3.

Основные параметры стабилизатора:

$U_{\text{вх,max}} = 40 \text{ В}$ ;  $I_{\text{вых,max}} = 150 \text{ мА}$ ;  $P_{\text{max}} = 1 \text{ Вт}$ ;  $K_U \leq 0,1\%$ ;

$K_I \leq 0,6\%$ ;  $\alpha_T \leq 0,015\%/^{\circ}\text{C}$ ;  $K_{\text{сг}} > 70 \text{ дБ}$ .

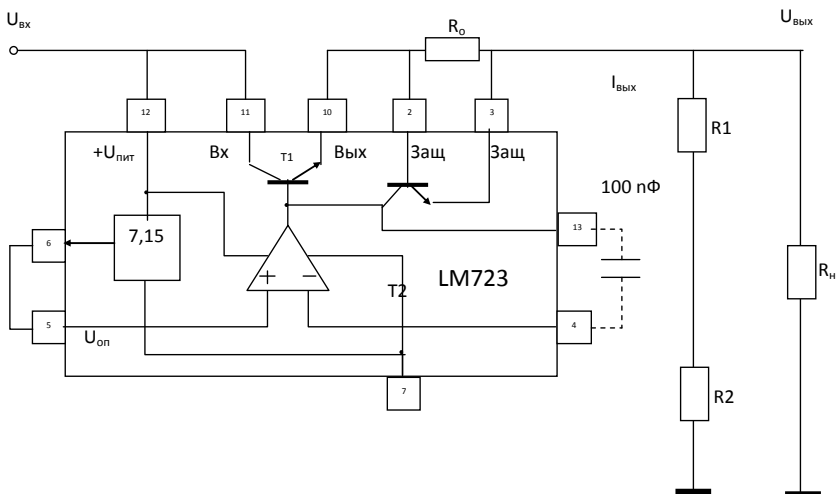


Рис. 5.3. Типовая схема включения интегрального стабилизатора LM723

Выходное напряжение схемы (рис. 5.3) составляет

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{оп}} \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right) = 1,15V \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right).$$

Транзистор Т1 выполняет роль регулирующего элемента. Транзистор Т2 используется для защиты от перегрузки по току  $I_{\text{ВЫХ}}$ : как только  $I_{\text{ВЫХ}} R_0$  достигает порога открывания транзистора  $\sim 0,6$  В, транзистор Т2 открывается, закорачивая переход база–эмиттер транзистора Т1, что препятствует дальнейшему росту тока  $I_{\text{ВЫХ}}$ . В итоге, выходная характеристика схемы имеет вид, показанный на рис. 5.4.

Из выражения для  $U_{\text{ВЫХ}}$  ясно, что выходное напряжение схемы рис. 5.5 не может быть меньше 7,15, а выходной ток не может быть выбран большим, чем 150 мА.

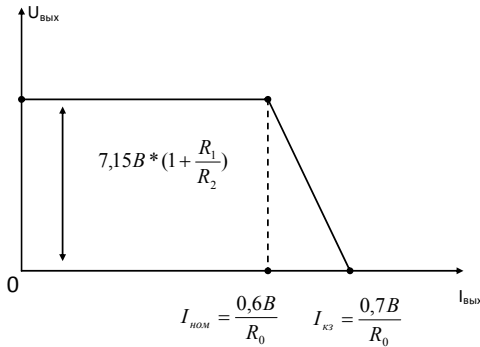


Рис. 5.4. Выходная характеристика стабилизатора

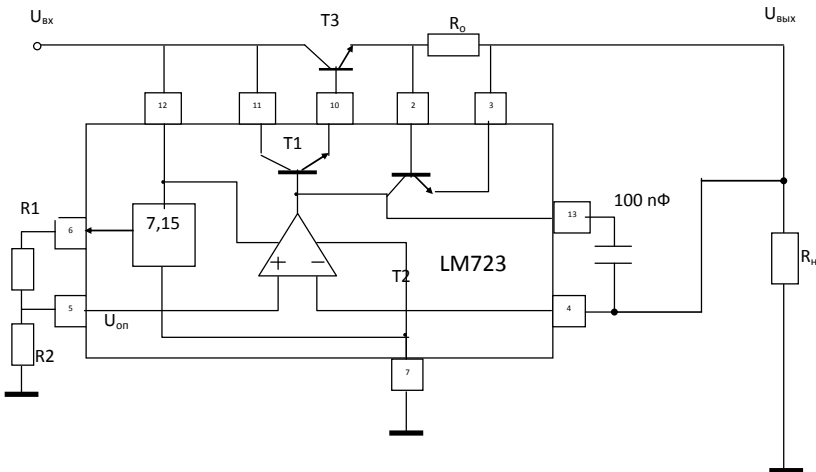


Рис. 5.5. Схема включения стабилизатора с выходным транзистором

На рисунке 5.5 представлена схема, которая обеспечивает  $U_{\text{вых}}$  в пределах 2...7,15 В.

В схеме использован внешний транзистор ТЗ, который позволяет увеличить  $I_{\text{вых max}}$  до значения  $I_{K, \text{max}, T3}$ . В этой схеме

$$U_{\text{вых}} = 7,15 \text{ В} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2},$$

однако на практике минимально возможное значение  $U_{\text{вых}}$  составляет не 0, а примерно 2 В.

*Защита стабилизатора от КЗ с частичной разгрузкой по току.* Резистор  $R_0$  в схемах рис. 5.3 и 5.5 задаёт порог ограничения по току

$I_{\text{ном}} \approx \frac{0,6 \text{ В}}{R_0}$ . Этот же резистор одновременно служит и для ограничения

тока при коротком замыкании на выходе стабилизатора. Как уже ранее

было отмечено,  $I_{\text{кз}} \approx \frac{0,7 \text{ В}}{R_0}$ , т.е. ток короткого замыкания в схемах рис. 5.3

и 5.5 всего лишь на 17% больше номинального тока стабилизатора. Этот казалось бы неплохой результат становится зачастую неприемлемым из-за чрезмерного разогрева стабилизатора при наступлении КЗ на его выходе.

**Пример 1.** Пусть в схеме (рис. 5.3)  $U_{\text{вх}} = 15 \text{ В}$ ,  $U_0 = 10 \text{ В}$ ,  $R_0 = 10 \text{ Ом}$ .

Рассчитать  $I_{\text{ном}}$ ,  $I_{\text{кз}}$  и мощность, рассеиваемую в стабилизаторе в номинальном режиме и в режиме КЗ на выходе.

*Решение:* Номинальный ток, задаваемый резистором  $R_0$ , будет,

очевидно, равен  $I_{\text{ном}} \approx \frac{0,6 \text{ В}}{10 \text{ Ом}} = 60 \text{ мА}$ .

Ток короткого замыкания  $I_{\text{кз}} \approx \frac{0,7 \text{ В}}{10 \text{ Ом}} = 70 \text{ мА}$ .

Мощность, рассеиваемая стабилизатором в номинальном режиме:

$$P_{\text{ном}} = (U_{\text{вх}} - U_0) I_{\text{ном}} = (15 \text{ В} - 10 \text{ В}) \cdot 0,06 \text{ А} = 0,3 \text{ Вт}.$$

Это меньше, чем  $P_{\text{max}}$  микросхемы LM723, т.е. стабилизатор будет работать нормально.

Мощность в режиме КЗ на выходе  $P_{\text{кз}} = U_{\text{вх}} I_{\text{кз}} = 15 \text{ В} \cdot 0,07 \text{ А} = 1,05 \text{ Вт}$ , что уже немного превышает  $P_{\text{max}}$  микросхемы LM723. Следовательно, стабилизатор будет перегреваться и может быстро выйти из строя.

Рассмотренный пример заставляет искать способы ограничения тока короткого замыкания на уровне, меньшем чем  $I_{\text{ном}}$ . Соответствующий вид выходной характеристики стабилизатора приведён на рис. 5.6.

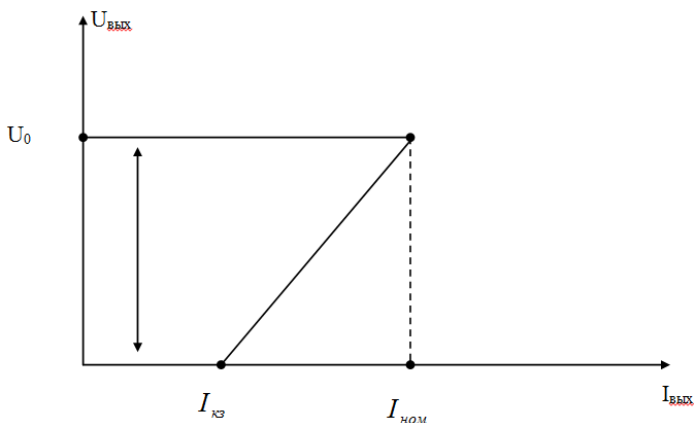


Рис. 5.6. Выходная характеристики стабилизатора

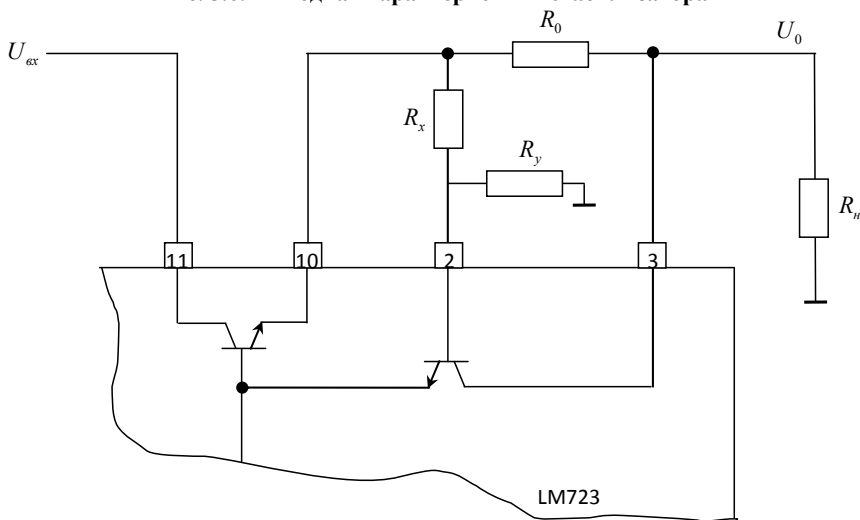


Рис. 5.7. Схема ограничения тока короткого замыкания на уровне, меньшем чем  $I_{\text{НОМ}}$

Один из способов ограничения тока короткого замыкания показан на рис. 5.7.

Можно показать, что в этой схеме

$$I_{\text{КЗ}} = \frac{0,65 \text{ В}}{R_0} \left( 1 + \frac{R_x}{R_y} \right); \quad I_{\text{НОМ}} = I_{\text{КЗ}} + \frac{U_0}{R_0} \frac{R_x}{R_y}.$$

**Пример 2.** Пусть в схеме (рис. 5.7)

$$U_{\text{вх}} = 15 \text{ В}, U_0 = 10 \text{ В}, R_0 = 33 \text{ Ом}, R_x = 1,5k, R_y = 10k.$$

Рассчитать:  $I_{\text{ном}}, I_{\text{кз}}, P_{\text{ном}}, P_{\text{кз}}$ .

*Решение:*

$$I_{\text{кз}} = \frac{0,65 \text{ В}}{R_0} \left( 1 + \frac{R_x}{R_y} \right) = \frac{0,65 \text{ В}}{33 \text{ Ом}} \left( 1 + \frac{1,5k}{10k} \right) = 23 \text{ мА};$$

$$I_{\text{ном}} = I_{\text{кз}} + \frac{U_0}{R_0} \frac{R_x}{R_y} = 23 \text{ мА} + \frac{10 \text{ В}}{33 \text{ Ом}} \frac{1,5k}{10k} = 23 \text{ мА} + 300 \text{ мА} \cdot 0,15 = 68 \text{ мА};$$

$$P_{\text{ном}} = (U_{\text{вх}} - U_0) I_{\text{ном}} = (15 \text{ В} - 10 \text{ В}) \cdot 68 \text{ мА} = 340 \text{ мВт} = 0,34 \text{ Вт};$$

$$P_{\text{кз}} = U_{\text{вх}} I_{\text{кз}} = 15 \text{ В} \cdot 23 \text{ мА} = 345 \text{ мВт} = 0,345 \text{ Вт}.$$

Видно, что КЗ на выходе не приводит к перегреву стабилизатора!

Если не говорить о более «тонких» параметрах стабилизатора, таких как  $K_U, K_I, K_{C2}$  и  $\alpha_T$ , то задача анализа и синтеза линейных стабилизаторов формулируется так:

- 1) анализ – по заданной электрической схеме рассчитать  $U_0, I_{\text{ном}}$  и  $I_{\text{кз}}$ ;

### 5.1. Выражения для анализа и синтеза рассмотренных схем стабилизаторов

Анализ	Синтез
Стабилизатор с простой защитой (схемы рис. 5.3 и 5.5)	
$I_{\text{ном}} = \frac{0,6 \text{ В}}{R_0}$ $I_{\text{кз}} = \frac{0,7 \text{ В}}{R_0}$	$R_0 = \frac{0,6 \text{ В}}{I_{\text{ном}}}$ <p>или</p> $R_0 = \frac{0,7 \text{ В}}{I_{\text{кз}}}$
Стабилизатор с частичной разгрузкой по току (схема рис. 5.7)	
$I_{\text{ном}} = I_{\text{кз}} + \frac{U_0}{R_0} \frac{R_x}{R_y}$ $I_{\text{кз}} = \frac{0,65 \text{ В}}{R_0} \left( 1 + \frac{R_x}{R_y} \right)$	$R_0 = \frac{U_0}{I_{\text{кз}} \left( \frac{U_0}{0,65 \text{ В}} + 1 \right) - I_{\text{ном}}}$ $\frac{R_x}{R_y} = \frac{R_0 I_{\text{кз}}}{0,65 \text{ В}} - 1$

2) синтез – по заданным  $U_0$ ,  $I_{\text{ном}}$  и  $I_{\text{кз}}$  предложить схему стабилизатора и рассчитать (или выбрать) необходимые номинальные значения входящих в неё элементов.

В таблице 5.1 приведены выражения для анализа и синтеза рассмотренных схем стабилизаторов с защитой от перегрузки по току.

## 6. ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ

Многие радиоэлектронные системы (РЭС) предъявляют очень высокие требования к источнику их электропитания. Например, цифровые устройства ТТЛ требуют, чтобы  $E_{\text{пит}}$  оставалось в пределах 5 В  $\pm 5\%$  несмотря на колебания напряжения сети или потребляемого тока, различные усилители и приёмники требуют, чтобы остаточные пульсации не превышали нескольких мВ и т.д.

В таких случаях питающее напряжение сети после выпрямления и предварительной фильтрации подаётся на специальное устройство, называемое стабилизатором напряжения, которое формирует на своём выходе стабильное напряжение с очень малыми пульсациями. Раньше такие стабилизаторы были довольно сложными в реализации и занимали много места в блоке питания. В настоящее время промышленность выпускает целую гамму стабилизаторов, которые размещаются в стандартном корпусе, как транзистор, и имеют три вывода (вход, выход и масса).

Интегральные стабилизаторы напряжения с тремя выводами обладают следующими достоинствами:

- 1) они очень просты в употреблении;
- 2) требуют очень мало дополнительных элементов;
- 3) надёжны;
- 4) снабжены тепловой защитой;
- 5) снабжены защитой от КЗ на выходе.

Промышленность выпускает стабилизаторы положительного и отрицательного напряжения с целым рядом фиксированных значений  $U_{\text{вых}}$ .

Так, например, семейство 7800 имеет  $U_{\text{вых}}$ : +5, +6, +8, +10, +12, +15, +18, +20 и +24 вольт.

Семейство 7900 имеет  $U_{\text{вых}}$ : -5, -5,2, -8, -12, -15, -18, -20 и -24 вольт.

Существуют также трёхвыводные стабилизаторы с возможностью перестраивать  $U_{\text{вых}}$  в широких пределах.

Типовая схема обеспечения нормальной работы *интегрального стабилизатора* приведена на рис. 6.1.

*Определение входного напряжения.* Трёхвыводные интегральные стабилизаторы работают по принципу «вычитания»:

$$U_{\text{вх}} - \text{нечто} = U_{\text{вых, стабилизированное}}$$



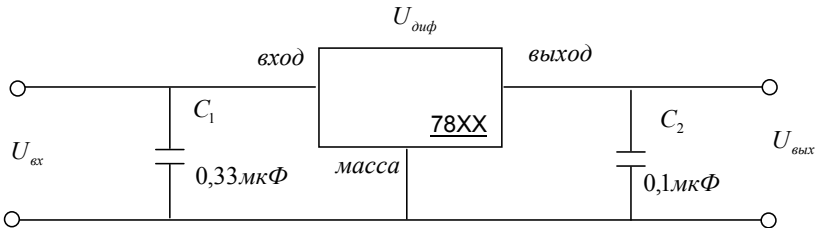
Поэтому для нормальной работы стабилизатора входное напряжение всегда должно быть больше выходного напряжения стабилизатора. На практике необходимо, чтобы

$$U_{\text{диф}} = (U_{\text{вх}} - U_{\text{вых,стаб}}) \geq 2,5 - 3 \text{ вольт.}$$

С другой стороны, чрезмерное завышение входного напряжения нецелесообразно, так как при завышенном  $U_{\text{диф}}$  уменьшается максимальный выходной ток стабилизатора.

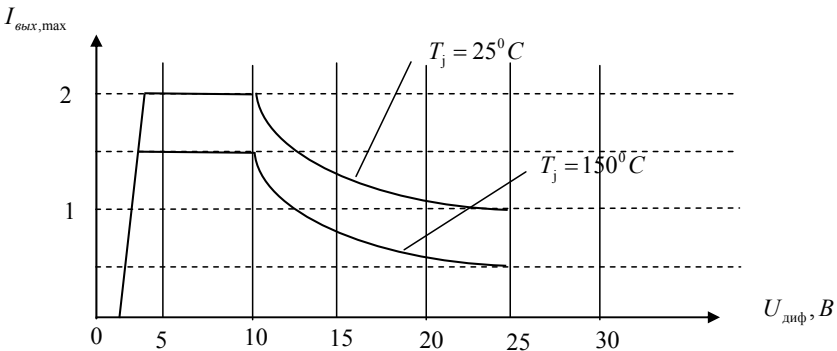
На рисунке 6.2 представлена зависимость  $I_{\text{вых, макс}}$  семейств 7800 и 7900 от  $U_{\text{диф}}$ .

Видно, что при запасе по напряжению меньше 2,5 вольт стабилизатор не может нормально работать. Например, для стабилизатора 7812, который на выходе даёт +12В, необходимо, чтобы входное напряжение было не менее  $12 \text{ В} + 2,5 \text{ В} = 14,5 \text{ В}$ . Заметим, что для семейств 7800 и 7900 максимально-допустимое  $U_{\text{вх}}$  составляет 35 В, кроме 7824 и 7924, для которых  $U_{\text{вх, макс}} = 40 \text{ В}$ .



**Рис. 6.1. Типовая схема включения интегрального стабилизатора:**

$C_1$  – керамический конденсатор, защищающий вход от пульсаций и помех;  
 $C_2$  – керамический конденсатор, предотвращающий самовозбуждение схемы



**Рис. 6.2. Зависимость  $I_{\text{вых, макс}}$  семейств 7800 и 7900 от  $U_{\text{диф}}$**

На рисунке 6.2  $T_j$  обозначает температуру полупроводникового кристалла, на котором выполнена схема стабилизатора. Значение  $T_j = 150\text{ }^\circ\text{C}$  составляет максимально допустимую температуру кристалла большинства полупроводниковых приборов и интегральных схем. Кривая, соответствующая  $T_j = 150\text{ }^\circ\text{C}$ , используется для всех реальных оценок, тогда как кривая  $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$  представляет чисто теоретический интерес, так как не может быть достигнута при всех мыслимо-разумных способах охлаждения аппаратуры.

Большинство трёхвыводных интегральных стабилизаторов выпускается в стандартных корпусах ТО-220 и ТО-3, которые снабжены крепёжными отверстиями для установки радиатора охлаждения.

Для того чтобы корректно выбрать радиатор, необходимо, прежде всего, оценить мощность, рассеиваемую стабилизатором:  $P_{\text{стаб}} = U_{\text{диф}} I_{\text{вых}}$ .

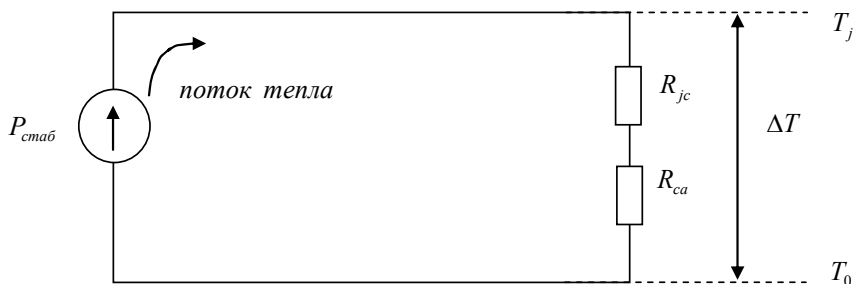
Затем следует учесть тепловое сопротивление участка «активная зона полупроводникового кристалла-корпус»  $R_{jc}$ . Это сопротивление составляет  $\approx 5\text{ }^\circ\text{C/Вт}$  для стабилизаторов в корпусе ТО-220 и  $\approx 2,5\text{ }^\circ\text{C/Вт}$  для стабилизаторов в корпусе ТО-3.

Далее составляют тепловую схему стабилизатора (рис. 6.3).

Без специального радиатора  $R_{ca}$  составляет:

- 1) для корпуса ТО-220 60 С/Вт;
- 2) для корпуса ТО-3 35 С/Вт.

Выбирая соответствующим образом радиатор, можно снизить  $R_{ca}$  до нескольких  $^\circ\text{C/Вт}$ .



**Рис. 6.3. Тепловая схема стабилизатора:**

$T_j$  – температура кристалла;  $T_0$  – температура окружающей среды;

$R_{jc}$  – тепловое сопротивление «кристалл–корпус»;

$R_{ca}$  – тепловое сопротивление «корпус–окружающая среда»

Расчёт необходимого теплового сопротивления радиатора производят по формуле

$$R_{ca} = \frac{\Delta T}{P_{см\ddot{b}}} - R_{jc}.$$

Чем меньше необходимое  $R_{ca}$ , тем больших размеров требуется радиатор.

Типичные значения параметров трёхвыводных интегральных стабилизаторов:

Допуск выходного напряжения, % .....	±2
Подавление пульсаций, % .....	от 0,05 до 0,1
Подавление нестабильности входного напряжения, % .....	0,2
Стабилизация по нагрузке, % .....	от 0,1 до 0,5
Температурная нестабильность не более, % .....	2
Корпуса: ТО-92(Л), ТО-220(Т), ТО-3(К), ТО-5(Н), ТО-202(Р)	

Хорошим примером трёхвыводного регулируемого стабилизатора является LM317 – регулируемый стабилизатор положительного напряжения (микросхема LM337 – аналогичный стабилизатор отрицательного напряжения). У него нет вывода на землю, вместо этого у него поддерживается напряжение 1,25 В между выходом и регулировочным выводом.

Типовая схема включения этого стабилизатора показана на рис. 6.4.

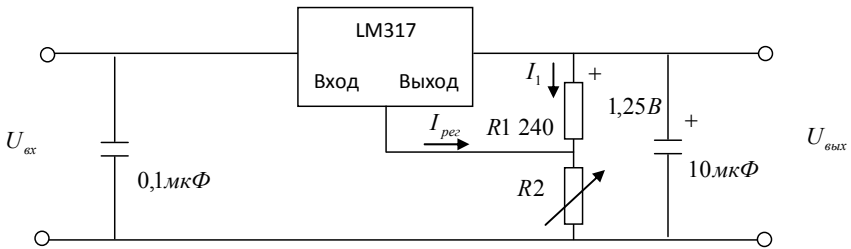


Рис. 6.4. Типовая схема включения стабилизатора LM317

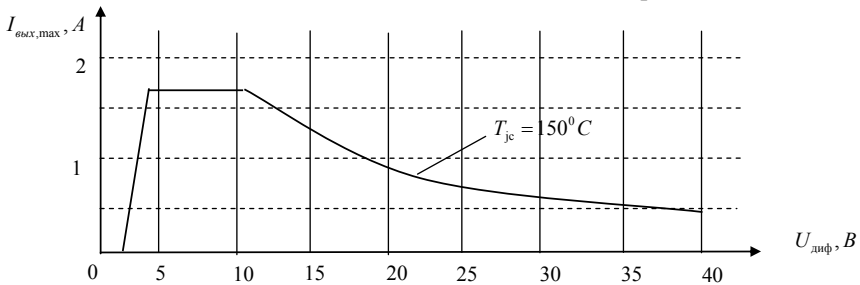


Рис. 6.5. Зависимость  $I_{вых, max}$  микросхем LM317 и LM337 от  $U_{диф}$

При  $R_1 = 240 \text{ Ом}$  ток  $I_1$  равен  $\frac{1,25 \text{ В}}{240 \text{ Ом}} = 5 \text{ мА}$ . Регулировочный ток  $I_{\text{рег}}$  не превосходит для этого стабилизатора 50...100 мкА, поэтому им можно пренебречь. Тогда

$$U_{\text{вых}} = 1,25 \text{ В} \cdot \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right).$$

На рисунке 6.5 представлена зависимость  $I_{\text{вых, max}}$  микросхем LM317 и LM337 от  $U_{\text{диф}}$ .

Максимальное входное напряжение  $U_{\text{вх, max}}$  равно 40 В. Тепловое сопротивление  $T_{jc}$  составляет 5 °С/Вт для корпуса ТО-220 и 2,5 °С/Вт для ТО-3.

## 7. ИМПУЛЬСНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПЯЖЕНИЯ

Для большинства радиоэлектронных устройств лучшим средством стабилизации питающего напряжения является линейный стабилизатор с регулирующим транзистором, работающим в активном (линейном) режиме. Однако, для хорошей стабилизации такой стабилизатор требует запаса по входному напряжению в несколько вольт (обычно  $\geq 3 \text{ В}$ ) и при этом рассеивает на регулирующем транзисторе заметную мощность. В итоге КПД стабилизатора оказывается довольно низким. Проблема эта особенно усугубляется при необходимости получения малых  $U_{\text{вых}}$  и больших  $I_{\text{вых}}$ , например, 5 В×5 А для питания микропроцессорной системы: вес и габариты источника питания могут оказаться больше самой системы, а КПД – меньше 50%. Такие же проблемы возникают и в ряде устройств промышленной электроники. Например, шаговые двигатели для координатного управления инструментом современного автоматизированного обрабатывающего станка требуют для питания обмоток постоянного напряжения порядка 3 В при токе в несколько ампер.

Существенно больших значений КПД стабилизатора напряжения можно достичь, если в качестве регулирующего элемента использовать импульсный коммутатор (обычно это транзистор, работающий в ключевом режиме «отсечка–насыщение»).

Существует много различных схем импульсных стабилизаторов напряжения. Общим для них является то, что регулирование выходного напряжения достигается за счёт вариации коэффициента использования коммутатора:

$$D = \frac{t_{\text{вкл}}}{t_{\text{вкл}} + t_{\text{выкл}}} = \frac{t_{\text{вкл}}}{T},$$

где  $t_{\text{вкл}}$  – время замкнутого состояния коммутатора;  $t_{\text{выкл}}$  – время разомкнутого состояния коммутатора;  $T = t_{\text{вкл}} + t_{\text{выкл}}$  период тактового генератора.

Частота тактового генератора выбирается высокой (обычно 5...50 кГц), что существенно упрощает фильтрацию выходного напряжения и уменьшает габариты электромагнитных элементов (трансформаторы дроссели и т.п.).

Импульсные стабилизаторы рассеивают небольшую мощность и имеют очень малые габариты и вес, обеспечивая при этом КПД порядка 80% и выше.

*Бестрансформаторные преобразователи постоянного напряжения* – это импульсные устройства, осуществляющие преобразование входного постоянного напряжения  $U_{\text{вх}}$  в постоянное выходное напряжение  $U_{\text{вых}}$ . Различают понижающие ( $U_{\text{вых}} < U_{\text{вх}}$ ) и повышающие ( $U_{\text{вых}} > U_{\text{вх}}$ ) преобразователи. Анализ показывает, что эти преобразователи ведут себя, как трансформаторы постоянного тока, обеспечивается в идеале равенство входной и выходной мощностей:  $U_{\text{вх}} \cdot I_{\text{вх}} = U_{\text{вых}} \cdot I_{\text{вых}}$ .

На практике за счёт потерь в самом преобразователе входная мощность несколько превышает выходную.

*Схема преобразователя последовательного типа* (понижающий) приведена на рис. 7.1.

В течение  $t_{\text{вкл}}$  коммутатор замкнут и напряжение в точке  $A$  устанавливается на уровне  $E$ . Напряжение на дросселе  $L$  при этом равно  $U_L = E - U_0$ , и ток  $I_L$  линейно нарастает в соответствии с уравнением

$$U_L = L \frac{di_L}{dt}.$$

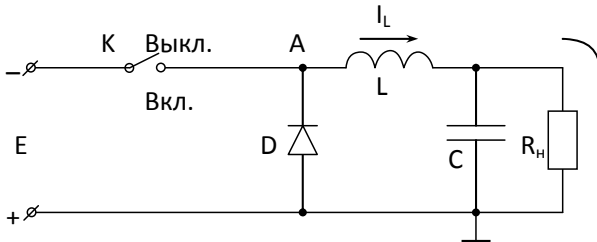
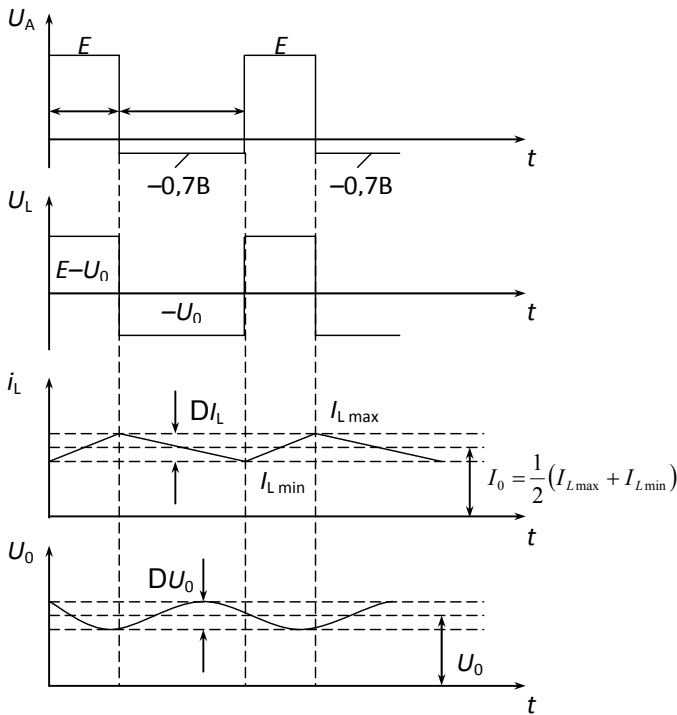


Рис. 7.1. Схема понижающего преобразователя последовательного типа



**Рис. 7.2. Хронограммы токов и напряжений понижающего преобразователя последовательного типа**

В течение  $t_{\text{вкл}}$  коммутатор разомкнут, однако ток  $I_L$  остаётся непрерывным и замыкается через диод  $D$ . Напряжение в точке  $A$  становится равным  $-0,7 \text{ В}$ , а напряжение на дросселе  $U_L = -0,7 \text{ В} - U_0 \approx -U_0$ .

Ток  $I_L$  уменьшается линейно до момента следующего включения коммутатора и т.д. Хронограммы токов и напряжений приведены на рис. 7.2.

Выведем основные соотношения для идеального преобразователя, т.е. пренебрегая потерями в коммутаторе, дросселе и диоде  $D$ .

Рассматривая процесс «заряда» дросселя, имеем

$$\Delta I_L = \frac{1}{L} (E - U_0) t_{\text{вкл}}$$

в то время как рассмотрение процесса «разряда» даёт

$$\Delta I_L = \frac{1}{L} U_0 t_{\text{вкл}}$$

Приравнивая эти выражения, получим в итоге

$$U_0 = E \frac{t_{\text{вкл}}}{t_{\text{вкл}} + t_{\text{выкл}}} = DE.$$

Величиной  $D$  можно управлять от 0 до 1, при этом выходное напряжение будет меняться от 0 до  $E$ . Обычно это делают путём широтно-импульсной модуляции (ШИМ), когда период  $T$  остаётся неизменным и ширина импульса, т.е.  $t_{\text{вкл}}$ , изменяется по заданному закону.

Поскольку  $t_{\text{вкл}} = DT$ , выражение для  $DI_L$  можно преобразовать к виду

$$\Delta I_L = \frac{U_0(1 - U_0/E)}{Lf} = \frac{U_0(1 - D)}{Lf}$$

где  $f$  – частота коммутации.

Вариации тока дросселя  $DI_L$  практически полностью поглощаются фильтрующим конденсатором  $C$ . Детальное рассмотрение процесса фильтрации показывает, что остаточные пульсации напряжения при этом равны

$$\Delta U_0 = \frac{\Delta I_L}{8fC}.$$

Наконец, входной ток преобразователя имеет форму, показанную на рис. 7.3.

$$\text{Постоянная составляющая входного тока } I_{\text{вх}} = \int_0^T i_{\text{вх}} dt.$$

Легко проверить, что она равна  $I_{\text{вх}} = DI_0$ , т.е. входной ток преобразователя меньше выходного, причём  $EI_{\text{вх}} = U_0 I_0$ , т.е. преобразователь ведёт себя, как трансформатор постоянного тока.

В реальном преобразователе, разумеется, это равенство не выполняется и левая часть всегда больше правой. Это происходит потому, что в реальности  $U_0 < DE$ , так как часто входное напряжение теряется на коммутаторе, дросселе и диоде.

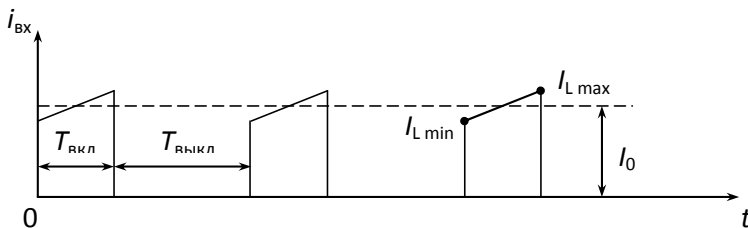


Рис. 7.3. Форма выходного тока преобразователя

При разработке преобразователя следует всегда учитывать, что для получения заданного выходного напряжения  $U_0$  потребуется увеличить коэффициент использования коммутатора против расчётного значения

$$D = \frac{U_0}{E} !$$

Резюмируем результаты поделанного рассмотрения работы преобразователя, сведя их в табл. 7.1, полезную для анализа и синтеза такого рода устройств.

Для нормальной работы преобразователя ток дросселя  $I_L$  не должен менять полярности (см. рис. 7.2). Отсюда получается условие для минимального тока нагрузки  $I_{0,\min} = \frac{1}{2} \Delta I_L$ .

Схема преобразователя параллельного типа (повышающий) приведена на рис. 7.4.

### 7.1. Преобразователь последовательного типа (понижающий)

Анализ	Синтез
<p>Дано: <math>E, L, C, f, D, R_H</math>.</p> <p>Требуется найти: <math>U_0, I_0, DU_0, I_{\text{вх}} =</math>.</p> $U_0 = DE; \quad I_0 = \frac{U_0}{R_H};$ $\Delta U_0 = \frac{\Delta I_L}{8fC},$ <p>где <math>\Delta I_L = \frac{U_0(1-D)}{fL}</math>;</p> $I_{\text{вх}} = DI_0$	<p>Дано: <math>E, U_0, I_0, DU_0</math>,</p> <p>Требуется найти: <math>D, f, L, C, I_{\text{вх}} =</math>.</p> $D = \frac{U_0}{E}.$ <p>Далее выбирают:</p> $\Delta I_L = (5...40)\% \text{ от } I_0;$ $f = 5...50 \text{ кГц.}$ <p>Тогда <math>L = \frac{U_0(1-D)}{f\Delta I_L}</math>;</p> $C = \frac{\Delta I_L}{8f\Delta U_0}; \quad I_{\text{вх}} = DI_0$

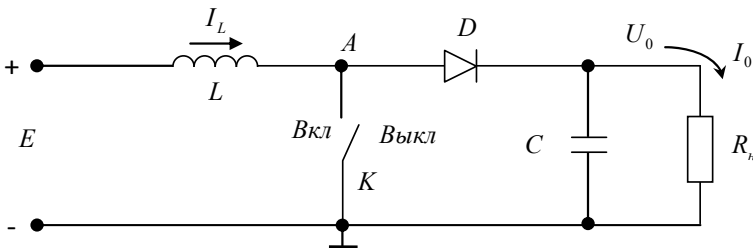


Рис. 7.4. Схема преобразователя параллельного типа (повышающий)



В течение  $t_{\text{вкл}}$  коммутатор замкнут,  $U_A = 0$  и всё входное напряжение приложено к дросселю:  $U_L = E$ .

Ток дросселя нарастает, так что  $\Delta I_L = \frac{E}{L} t_{\text{вкл}}$ . Дроссель «заряжается» от источника  $E$ , запасая энергию в магнитном поле.

В течение  $t_{\text{выкл}}$  коммутатор разомкнут, и ток дросселя  $I_L$  вынужден течь через диод  $D$  – дроссель «разряжается» через нагрузку. Ток  $I_L$  убывает до момента следующего включения коммутатора. При этом  $\Delta I_L = \frac{1}{L}(U_0 - E)t_{\text{выкл}}$ .

Приравнивая правые части двух выражений для  $\Delta I_L$ , получим

$$Et_{\text{вкл}} = (U_0 - E)t_{\text{выкл}}, \text{ откуда } U_0 = \frac{E(t_{\text{вкл}} + t_{\text{выкл}})}{t_{\text{выкл}}} = \frac{ET}{t_{\text{выкл}}} = \frac{E}{1-D}.$$

Видно, что выходное напряжение преобразователя выше входного. Поскольку  $t_{\text{выкл}} = \frac{ET}{U_0}$ , выражение для  $\Delta I_L$  можно преобразовать к виду

$$\Delta I_L = \frac{E \left( 1 - \frac{E}{U_0} \right)}{Lf} = \frac{ED}{Lf}.$$

Диод  $D$  играет важную роль: он блокирует выход схемы на всё время замыкания коммутатора. Действительно, в течение  $t_{\text{вкл}}$  напряжение на аноде диода равно нулю, тогда как катод находится под положительным потенциалом  $U_0$ . В это время конденсатор фильтра  $C$  разряжается на нагрузку. Поэтому остаточные пульсации выходного напряжения  $\Delta U_0$  – это разряд конденсатора током  $I_0$  в течение времени  $t_{\text{вкл}}$ , т.е.:

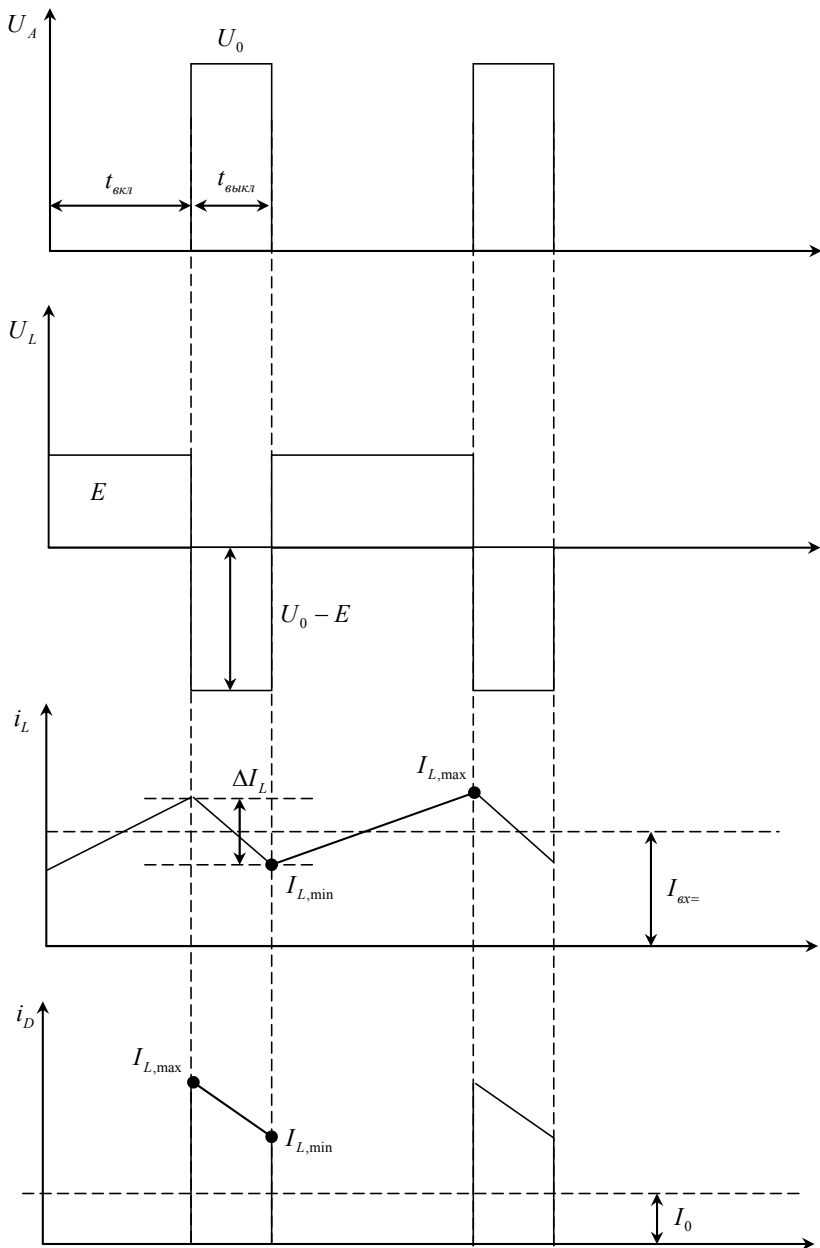
$$\Delta U_0 = \frac{I_0}{C} t_{\text{вкл}} = \frac{I_0}{C} DT = \frac{I_0 D}{Cf}.$$

Хронограммы токов и напряжений приведены на рис. 7.5. Из хронограммы токов  $i_L$  и  $i_D$  видно, что

$$I_0 = \frac{1}{T} \int i_D dt = I_{\text{вх}} = \frac{t_{\text{выкл}}}{T} = I_{\text{вх}} = \frac{E}{U_0}.$$

Таким образом,  $I_0 U_0 = I_{\text{вх}} E$ , т.е. преобразователь ведёт себя как трансформатор постоянного тока.

Результаты рассмотрения параллельного преобразователя сведены в табл. 7.2.



**Рис. 7.5. Хронограммы токов и напряжения повышающего преобразователя параллельного типа**

## 7.2. Преобразователь параллельного типа (повышающий)

Анализ	Синтез
<p>Дано: <math>E, L, C, f, D, R_H</math>.</p> <p>Требуется найти: <math>U_0, I_0, \Delta U_0, I_{\text{вх}}</math>.</p> $U_0 = \frac{E}{1-D}; \quad I_0 = \frac{U_0}{R_H};$ $\Delta U_0 = \frac{I_0 D}{fC}; \quad \Delta I_L = \frac{ED}{fL};$ $I_{\text{вх}} = \frac{I_0}{1-D}$	<p>Дано: <math>E, U_0, I_0, \Delta U_0</math>.</p> <p>Требуется найти: <math>D, f, L, C, I_{\text{вх}}</math>.</p> $D = 1 - \frac{E}{U_0}.$ <p>Далее выбирают:</p> $\Delta I_L = (5 \dots 40\%) \text{ от } I_{\text{вых}};$ $f = 5 \div 50 \text{ кГц}; \quad L = \frac{ED}{f\Delta I_L};$ $C = \frac{I_0 D}{f\Delta U_0}; \quad I_{\text{вх}} = \frac{I_0}{1-D}$

Стабилизаторы напряжения на базе бестрансформаторных преобразователей постоянного напряжения. Общий подход к построению таких стабилизаторов заключается в том, что преобразователь постоянного напряжения охватывается такой обратной связью, что повышение или понижение выходного напряжения  $U_0$  по отношению к заданному опорному уровню  $U_{\text{оп}}$  вызывает изменение коэффициента использования коммутатора  $D$ , препятствующее отклонению  $U_0$  от  $U_{\text{оп}}$ .

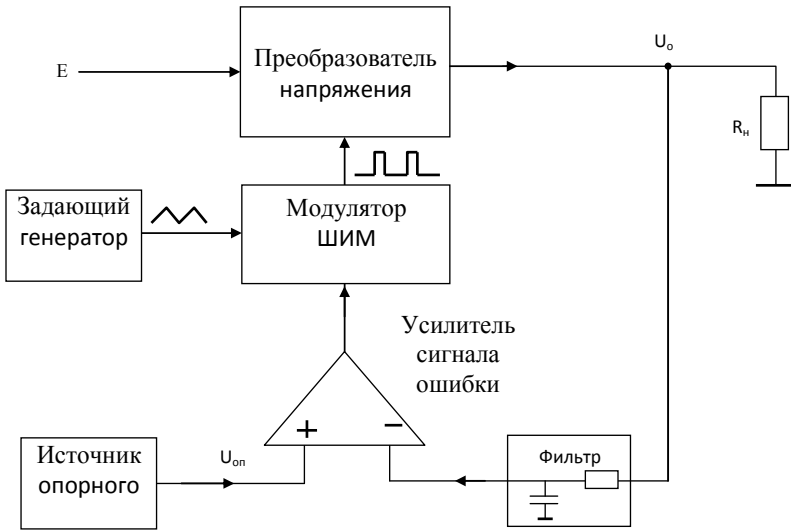
Нетрудно убедиться, что как для понижающего, так и для повышающего преобразователя связь между  $U_0$  и  $D$  должна быть отрицательной, т.е.

$$\Delta D = -\alpha \Delta U_0$$

Технически эта идея обычно реализуется по блок-схеме, представленной на рис. 7.6.

Задающий генератор посылает треугольное напряжение, которое в модуляторе широтно-импульсной модуляции (ШИМ) сравнивается с некоторым пороговым уровнем  $U_{\text{п}}$ , при этом на выходе модулятора формируется прямоугольный сигнал. Коэффициент  $D = \frac{\tau}{T}$  зависит от порога  $U_{\text{п}}$ . Воздействуя на порог  $U_{\text{п}}$  со стороны усилителя сигнала ошибки, замыкают обратную связь по напряжению, осуществляя тем самым стабилизацию  $U_0$ .

Для понижающих импульсных стабилизаторов возможно иное решение проблемы стабилизации выходного напряжения.



**Рис. 7.6. Структурная схема стабилизатора напряжения**

Его суть заключается в релейном управлении работой коммутатора: при возрастании выходного напряжения  $U_0$  до некоторого верхнего порога переключения  $U_{\text{верх}}$  коммутатор выключается (прекращая тем самым поступление энергии от источника  $E$ ) и  $U_0$  начинает уменьшаться; как только  $U_0$  падает до нижнего порога переключения  $U_{\text{нижн}}$ , коммутатор выключается и  $U_0$  начинает возрастать и т.д.

В итоге  $U_0$  совершает автоколебания между  $U_{\text{нижн}}$  и  $U_{\text{верх}}$  с некоторой частотой, зависящей от параметров схемы.

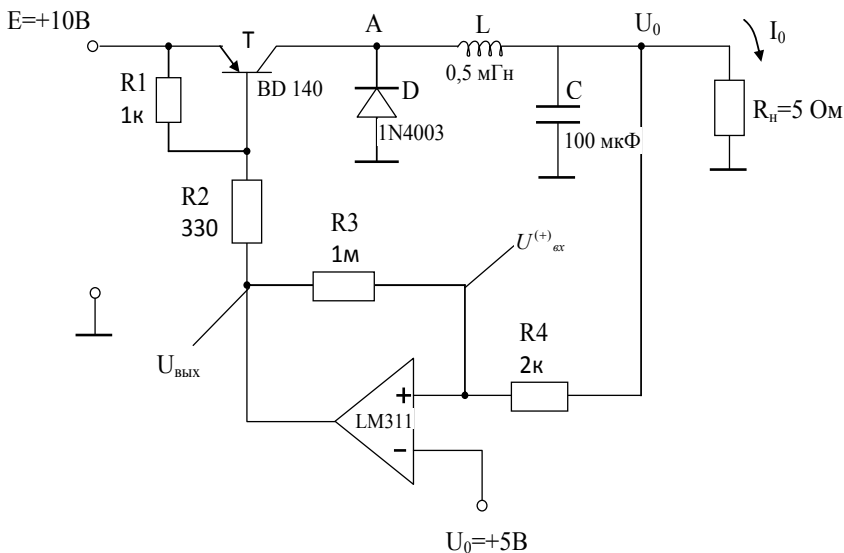
Стабилизаторы подобного типа называются релейными. Рассмотрим подробнее работу такого стабилизатора на примере.

**Пример**

Требуется рассчитать стабилизатор рис. 7.7.

В этой схеме в качестве релейного блока управления коммутатором Т используется интегральный компаратор LM311 (выход с открытым коллектором). Когда напряжение на выходе (+) компаратора превышает  $U_{\text{оп}}$ , выходной транзистор микросхемы LM311 заблокирован и следовательно ток базы транзистора Т равен нулю, а  $U_{\text{вых}}$  компаратора равно  $E$ .

Ясно, что транзистор Т при этом закрывается и выходное напряжение стабилизатора  $U_0$  начинает уменьшаться.



**Рис. 7.7. Схема электрическая принципиальная стабилизатора**

Когда  $U_{\text{ВХ}}^{(+)}$  компаратора меньше  $U_{\text{оп}}$ , выходной транзистор микросхемы LM311 находится в насыщении (К3 на землю),  $U_{\text{ВЫХ}}$  компаратора равно нулю и через базу транзистора Т течёт ток  $I_{\text{Б}} = \frac{E - 0,7 \text{ В}}{R2} = 28 \text{ мА}$ .

Этой величины  $I_{\text{Б}}$  достаточно, чтобы транзистор Т перешёл в состояние насыщения, при этом выходное напряжение стабилизатора  $U_0$  начинает увеличиваться.

Верхний и нижний пороги переключения коммутатора определяются работой компаратора LM311, который охвачен положительной обратной связью (резисторы  $R3$ ,  $R4$ ) и поэтому обладает гистерезисом.

Найдём эти пороги:  $U_{\text{верх}}$  соответствует случаю, когда  $U_{\text{ВЫХ}}$  компаратора равно нулю, что приводит к уравнению

$$U_{\text{верх}} \frac{R3}{R3 + R4} = U_{\text{оп}},$$

откуда

$$U_{\text{верх}} = U_{\text{оп}} + U_{\text{оп}} \frac{R4}{R3} = 5 \text{ В} + 5 \text{ В} \frac{2\text{К}}{1\text{М}} = 5,01 \text{ В}.$$

$U_{\text{ниж}}$  соответствует случаю, когда  $U_{\text{вых}}$  компаратора равно  $E$ , что приводит к уравнению

$$U_{\text{ниж}} + \frac{E - U_{\text{ниж}}}{R3 + R4} R4 = U_{\text{оп}},$$

откуда

$$U_{\text{ниж}} \frac{R3}{R3 + R4} = U_{\text{оп}} - E \frac{R4}{R3 + R4},$$

или

$$U_{\text{ниж}} \approx U_{\text{оп}} - E \frac{R4}{R3} = 5 \text{ В} - 10 \text{ В} \frac{2K}{1M} = 4,98 \text{ В}$$

Итак, в схеме рис. 7.7 выходное напряжение  $U_0$  будет осциллировать между 4,98 В и 5,01 В, т.е. вблизи  $U_0 = 5 \text{ В}$ .

Следовательно, в схеме установится режим работы, в котором

$$D = \frac{U_0}{E} = \frac{5 \text{ В}}{10 \text{ В}} = 0,5.$$

Причём  $\Delta U_0$ , очевидно, равно  $5,01 \text{ В} - 4,98 \text{ В} = 0,03 \text{ В} = 30 \text{ мВ}$ .

Обратившись к табл. 1, имеем

$$\Delta U_0 = \frac{\Delta I_L}{8fC} \quad \text{и} \quad \Delta I_L = \frac{U_0(1-D)}{fL}.$$

Отсюда  $\Delta U_0 = \frac{U_0(1-D)}{8LCf^2}$ , и можно найти частоту автоколебаний в стабилизаторе:

$$f = \sqrt{\frac{U_0(1-D)}{\Delta U_0 8LC}} = \sqrt{\frac{5 \text{ В}(1-0,5)}{0,03 \text{ В} \cdot 8 \cdot 0,5 \cdot 10^{-3} \text{ Гн} \cdot 10^{-4} \text{ Ф}}} \approx 14 \text{ КГц}.$$

Найдём

$$\Delta I_L = \frac{U_0(1-D)}{fL} = \frac{5 \text{ В}(1-0,5)}{14 \cdot 10^3 \text{ Гц} \cdot 0,5 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}} = 0,36 \text{ А};$$

$$I_0 = \frac{U_0}{R_{\text{н}}} = \frac{5 \text{ В}}{5 \text{ Ом}} = 1 \text{ А}.$$

Тогда  $I_{\text{вх}} = DI_0 = 0,5 \cdot 1 \text{ А} = 0,5 \text{ А}$ .

Хронограммы токов и напряжений представлены на рис. 7.8.

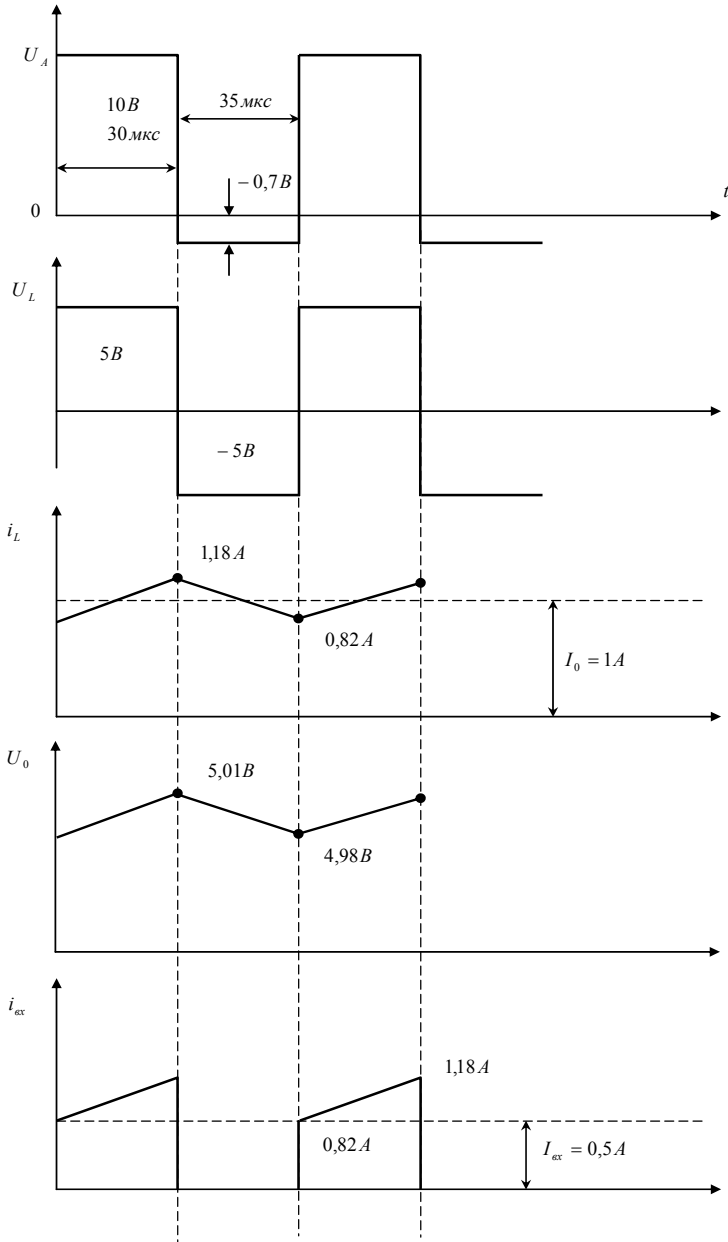


Рис. 7.8. Хронограммы токов и напряжений стабилизатора

Минимальный ток нагрузки стабилизатора, очевидно, равен

$$I_{0,\min} = \frac{1}{2} \Delta U_L = \frac{1}{2} \cdot 0,36 \text{ A} = 0,18 \text{ A}.$$

Итак, расчёт схемы рис. 7.9 приводит к следующим параметрам стабилизатора:

$$U_0 = 5 \text{ В}, I_0 = 1 \text{ A}, \Delta U_2 = 30 \text{ мВ}, f = 14 \text{ кГц},$$

$$D = 0,5, I_{\text{вх}} = 0,5 \text{ A}, \Delta I_L = 0,36 \text{ A}.$$

В рассмотренном примере не учитывались потери в транзисторе Т, диоде Д, дросселе L. В реальной схеме автоматически установится режим, при котором коэффициент использования коммутатора Д установится несколько большим, чем полученное в расчёте значение  $D = 0,5$  с тем, чтобы выходное напряжение в итоге оставалось в пределах 4,98...5,01 В.

*Импульсные стабилизаторы напряжения с выходным трансформатором* строятся по блок-схеме рис. 7.9. В этой схеме устройство управления сравнивает выходное напряжение  $U_0$  с опорным напряжением  $U_{\text{оп}}$  и воздействует на ширину 300-вольтовых импульсов высокочастотного импульсного генератора, нагрузкой которого является высокочастотный понижающий трансформатор. Изменение ширины импульсов генератора эквивалентно изменению действующего значения напряжения на первичной обмотке трансформатора.

Отказ от 50-герцевого входного трансформатора и переход к импульсному управлению в первичной цепи ВЧ-трансформатора позволяет, во-первых, повысить КПД стабилизатора за счёт ключевого режима работы его силовых элементов, а во-вторых, уменьшить его габариты и вес за счёт уменьшения размеров трансформатора, который на высоких частотах требует меньшего числа витков и меньшего сечения магнитопровода.

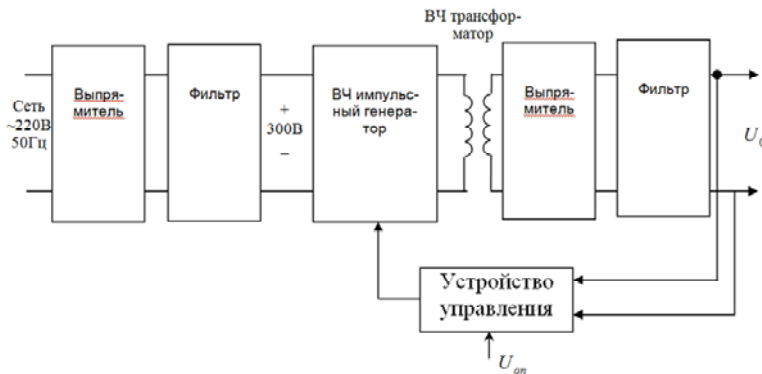
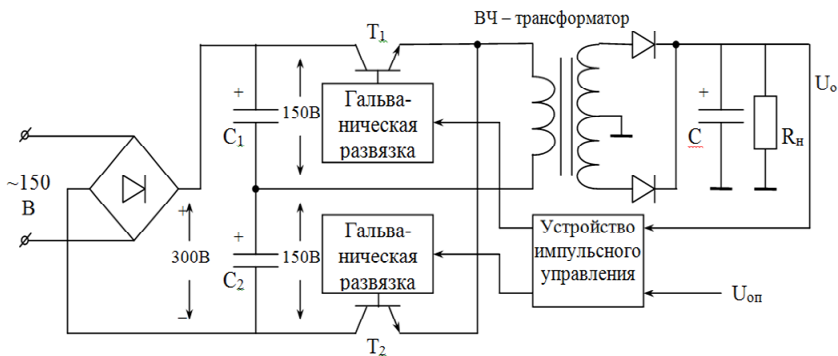


Рис. 7.9. Структурная схема импульсного стабилизатора





**Рис. 7.10. Функциональная схема импульсного стабилизатора**

Одна из возможных схем такого стабилизатора представлена на рис. 7.10. Устройство управления, которое работает высокой частоте (несколько десятков кГц), поочерёдно включает транзисторы  $T_1$  и  $T_2$ , нормируя 150-вольтные импульсы напряжения на первичной обмотки трансформатора.

Стабилизация выходного напряжения  $U_0$  осуществляется путём регулирования ширины импульсов, что эквивалентно регулированию действующего значения напряжения на первичной обмотки трансформатора.

Особенность этой схемы заключается в том, что отсутствует постоянная составляющая тока в обмотках трансформатора, тем самым предотвращается возможность его насыщения.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Источники электропитания, являясь неотъемлемой частью любой системы радиосвязи и во многом определяют надёжность их функционирования и другие технико-экономические показатели. Развитие средств связи, широкое внедрение компьютерных технологий невозможно без создания высокоэффективных источников электропитания, удовлетворяющих современным требованиям. Переход от низкочастотных технологий преобразования электрической энергии к высокочастотным, широкое применение активной коррекции коэффициента мощности, внедрение модульного принципа построения устройств и систем электропитания, переход на цифровые методы управления устройствами и системами электропитания, широкое применение мониторинга с удаленного центра управления для контроля за работой отдельных устройств и электроустановок в целом.

В учебном пособии рассмотрены вопросы организации электроснабжения предприятий связи и его резервирования, приведены основные сведения по элементной базе устройств электропитания с учётом современных тенденций её развития. При изложении материала большое внимание уделено принципам управления и физическим процессам в современных высокочастотных устройствах преобразования электрической энергии. Рассмотрены принципы построения и основные характеристики как самих цифровых преобразовательных устройств, так и систем электропитания телекоммуникационной аппаратуры.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Электропитание** устройств и систем телекоммуникаций : учебное пособие для вузов / В. М. Бушуев и др. – М. : Горячая линия-Телеком, 2011. – 372 с.
2. **Электропитание** устройств и систем телекоммуникаций : учебное пособие для вузов / В. М. Бушуев и др. – М. : Горячая линия-Телеком, 2009. – 362 с.
3. **Электроснабжение** компьютерных и телекоммуникационных систем / А. Ю. Воробьев. – М. : Эко-Трендз, 2002. – 181 с.
4. **Гейтенко, Е. Н.** Источники вторичного электропитания : учебное пособие для вузов / Е. Н. Гейтенко. – М. : СОЛОН-ПРЕСС, 2008. – 341 с.
5. **Электропитание** устройств связи : учебное пособие для вузов / А. А. Бокуняев и др. – М. : Радио и связь, 1999. – 267 с.
6. **Бушуев, В. М.** Электропитание устройств связи / В. М. Бушуев. – М. : Радио и связь, 1986. – 241 с.

## ОГЛАВЛЕНИЕ

---

ВВЕДЕНИЕ .....	3
1. СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ .....	4
1.1. Требования к системе электроснабжения .....	4
1.2. Структурная схема системы электропитания .....	8
1.3. Системы бесперебойного электропитания на стороне постоянного тока .....	13
1.4. Системы бесперебойного электропитания на стороне переменного тока .....	17
1.5. Показатели качества электрической энергии в цепях переменного тока .....	23
2. ТРАНСФОРМАТОРЫ ПИТАНИЯ .....	41
3. ВЫПРЯМИТЕЛИ .....	45
4. ФИЛЬТРАЦИЯ .....	53
5. ЛИНЕЙНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ .....	57
6. ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ .....	63
7. ИМПУЛЬСНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ .....	67
ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....	81
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ .....	82

Учебное издание

БЕЛОУСОВ Олег Андреевич  
МУРОМЦЕВ Дмитрий Юрьевич

# ЭЛЕКТРОПИТАНИЕ СИСТЕМ РАДИОСВЯЗИ

Учебное пособие

Редактор З. Г. Чернова  
Инженер по компьютерному макетированию Т. Ю. Зотова

ISBN 978-5-8265-1533-4



Подписано в печать 17.02.2016.  
Формат 60×84 /16. 4,88 усл. печ. л.  
Тираж 100 экз. Заказ № 63

Издательско-полиграфический центр  
ФГБОУ ВО «ТГТУ»  
392000, г. Тамбов, ул. Советская, д. 106, к. 14  
Тел. 8(4752) 63-81-08;  
E-mail: izdatelstvo@admin.tstu.ru